

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ по электротехнике и основам электроники

Под редакцией
проф.
А. В. Нетушила

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов электротехнических
специальностей вузов



МОСКВА
·ВЫСШАЯ ШКОЛА·
1986

ББК 31.2
С74
УДК 621.3

П. В. Ермуратский, А. А. Косякин, В. С. Листвин,
Г. П. Лычкина, А. В. Нетушил

Рецензенты:

кафедра «Теоретическая электротехника» Московского авиационного института им. Серго Орджоникидзе (зав. кафедрой — проф. С. П. Колосов); д-р техн. наук, проф. А. Е. Краснопольский (Московский институт стали и сплавов).

Справочное пособие по электротехнике и основам электроники: Учеб. пособие для неэлектротехнич. спец. вузов/П. В. Ермуратский, А. А. Косякин, В. С. Листвин и др.; Под ред. А. В. Нетушила. — М.: Высш. шк., 1986. — 248 с.: ил.

55 к.

Пособие состоит из двух частей: электрические и магнитные цепи; электромагнитные, электронные и электромеханические устройства. В первой части рассматриваются основные принципы и методы в электротехнике и электронике; во второй части — электротехнические и электронные устройства, преобразующие токи и напряжения, электрическую энергию в механическую или тепловую.

С 2302010000 — 074
001(01) — 86 125 — 86

ББК 31.2
6П2.1

Электротехника и основы электроники — одна из первых инженерных дисциплин, которую изучают студенты большинства специальностей вузов.

Методы расчета и исследования в электротехнике с развитием науки и техники изменяются. Одни из методов становятся менее актуальными, а другие, наоборот, приобретают все большее значение. Эти изменения авторы стремились отразить в учебном пособии.

Справочное пособие представляет собой краткое изложение основных положений и закономерностей электротехники и электроники. Материал пособия соответствует общей части (разделы первый и второй) программы по электротехническим дисциплинам для неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений, утвержденной Учебно-методическим управлением по высшему образованию Минвуза СССР 13 июля 1984 г.

Пособие состоит из двух частей: «Электрические и магнитные цепи» и «Электромагнитные, электронные и электромеханические устройства». В первой части излагаются основные принципы и методы электротехники, необходимые для построения математических моделей устройств электротехники и электроники; проводится разделение на линейные и нелинейные цепи. Во второй части рассматриваются различные устройства, преобразующие токи и напряжения, электрическую энергию в механическую или тепловую для ее передачи или потребления, а также электрические сигналы для передачи и преобразования информации. В приложении изложены вопросы, которые должны быть известны студентам из курсов физики и высшей математики.

Авторы старались найти наиболее удачную форму справочного пособия, полезную как для студентов, так и для преподавателей, ведущих занятия по указанной дисциплине.

Справочное пособие построено на основе учебных пособий [1—3]. Однако ряд вопросов в нем излагается иначе с целью лучшего согласования различных разделов и отражения некоторых новых методических решений. В отличие от традиционного изложения в книге принят единый принцип выбора условно-положительных направлений э. д. с. и токов, при котором в источниках положительные направления тока и э. д. с. совпадают, а в приемниках они противоположны. На частотных характеристиках частота дается в логарифмическом масштабе, приводятся частотные годографы, широко применяемые в автоматике. Уделено внимание рассмотрению схем замещения и частотным характеристикам реальных индуктивных катушек и конденсаторов. Так как теорема об эквивалентном генераторе имеет большое значение в электронике, понятие об эквивалентном генераторе назва-

но принципом. Обращено внимание на различие зависимых и независимых источников в схемах замещения.

Изложение четырехполосников дается в форме, принятой при рассмотрении электронных устройств. В связи с широким применением микропроцессоров в различных областях науки и техники вопросы микроэлектроники выделены в отдельную главу.

Некоторые термины, имеющие различный смысл в электротехнике и электронике, например понятие «каскад», применены в едином толковании.

Векторные физические величины и изображения скалярных функций времени и комплексных операторов на комплексной плоскости даны в полном соответствии с учебными пособиями по высшей математике и физике [12, 13], а также с действующими общесоюзными стандартами, а векторные диаграммы приводятся как наглядные иллюстрации к комплексным уравнениям.

Данная книга построена на основе методического пособия по курсу «Электротехника и основы электроники», изданного в Московском институте тонкой химической технологии им. М. В. Ломоносова в 1982 и 1983 гг.

Работа над рукописью велась следующим образом: гл. 1, введение и приложения написаны Г. П. Лычкиной, предисловие, гл. 2–6 – А. В. Нетушилом, гл. 7–9, 17, 18 – П. В. Ермуратским, гл. 10–13 – А. А. Косякиным и гл. 14–16 – В. С. Листвиным.

При подготовке рукописи большую помощь авторам оказали замечания проф. Московского химико-технологического института им. Д. И. Менделеева, д-ра техн. наук Г. Г. Рекуса на внутривузовское издание пособия, а также рецензии коллектива кафедры «Теоретическая электротехника» Московского авиационного института им. Серго Орджоникидзе (зав. кафедрой – проф. С. П. Колосов) и проф. Московского института стали и сплавов д-ра техн. наук А. Е. Краснопольского, которым авторы выражают благодарность.

Замечания по книге можно направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на весь период до 2000 года основное внимание уделено повышению эффективности общественного производства на основе его всесторонней интенсификации за счет технического перевооружения и всемерного внедрения комплексной механизации и автоматизации производственных процессов. Решение этих задач невозможно без ускоренного развития машиностроения, химической, электронной и электротехнической промышленности.

Увеличение производства электрической энергии в стране является залогом дальнейшего роста всего материального производства, так как

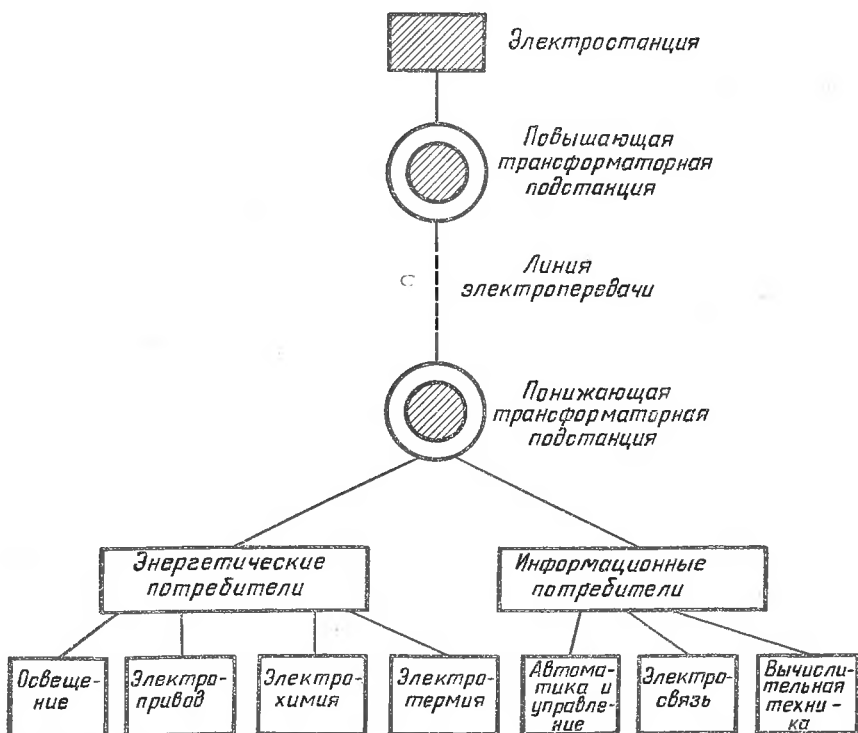


Рис. В.1

сейчас ни одна отрасль народного хозяйства не может существовать и успешно развиваться без использования электрической энергии.

Электрическая энергия обладает рядом преимуществ перед другими видами энергии: 1) универсальностью (легко преобразуется в механическую, тепловую и другие виды энергии); 2) экономичностью передачи на большие расстояния; 3) простотой распределения между различными потребителями.

Электротехника позволяет решить две группы задач: а) энергетическую (преобразование и передача энергии); б) информационную (преобразование и передача сигналов или информации). Поэтому электротехнику подразделяют на энергетическую и информационную.

В энергетической электротехнике рассматривают процессы, происходящие в мощных электрических генераторах электростанций, трансформаторах, повышающих напряжение на электростанциях, линиях передач электроэнергии, трансформаторах, понижающих напряжение при подведении энергии к потребителю, и т. д.

В информационной электротехнике анализируют различного рода преобразователи, усилители, каналы связи, логические элементы и запоминающие устройства.

Общая схема производства, передачи и потребления электрической энергии показана на рис. В.1.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Теория электрических и магнитных цепей делится на два раздела: линейные и нелинейные цепи.

При рассмотрении линейных цепей (раздел первый) все процессы описываются линейными уравнениями. Методы расчета едины для цепей с источниками э. д. с. постоянной, синусоидальной и более сложной формы как в установившихся, так и в переходных процессах. Основой расчета токов и напряжений в цепях синусоидального тока является применение комплексных изображений синусоидальных функций времени. Основными принципами, на которых базируется исследование линейных цепей, являются принцип суперпозиции и принцип эквивалентного генератора.

При анализе нелинейных цепей (раздел второй) все процессы описываются нелинейными уравнениями; принцип суперпозиции неприменим и для расчета процессов в цепях используют графоаналитические и численные методы, а также приближенные методы из-за сложности получения точных решений. Само понятие электрической или магнитной цепи основывается на приближенном математическом описании процессов в реальном устройстве, при котором электрическое или магнитное поле предполагается сконцентрированным в локальной области. Математическое описание процесса сводится к составлению алгебраического или дифференциального уравнения, связывающего интегральные величины: ток, напряжение, заряд, магнитный поток в сосредоточенном элементе цепи.

Для каждого реального (конкретного) элемента устройства строят схему замещения, состоящую из идеальных (абстрактных) элементов с линейными или нелинейными параметрами; исследование ведут применительно к схеме замещения, составленной на основе уравнений, описывающих рассматриваемый элемент с определенной степенью приближения.

В электрических элементах, где в пространстве четко выражен переход от проводящей среды к изоляции, представления о сосредоточенном параметре более обоснованы, чем в магнитных элементах, для которых магнитная проницаемость воздуха в меньшей степени отличается от проницаемости ферромагнетика, чем проводимость изолятора от проводника. Основными нелинейными элементами являются электронные для электрических и ферромагнитные для магнитных цепей. Изложение для электрических и магнитных цепей ведется применительно к схемам замещения реальных элементов электротехнических устройств, рассматриваемых в ч. II.

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

ГЛАВА 1

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1.1. Характеристики и схемы замещения источников и приемников (потребителей) электрической энергии

Простейшая электрическая цепь (рис. 1.1, а) состоит из источника I и приемника P электрической энергии, соединенных проводами. Цепь может содержать переключатель K для замыкания и размыкания цепи и измерительные приборы: амперметр A и вольтметр V , измеряющие ток и напряжение. Сопротивление амперметра мало и приближенно принимается равным нулю, сопротивление вольтметра велико и может быть принято равным бесконечности.

В цепях постоянного тока напряжения и токи неизменны во времени. В приемниках направления тока I и напряжения U на схеме совпадают, а в источниках они противоположны (рис. 1.1, а). Примеры конкретных источников и приемников приведены в табл. 1.1. Внешняя характеристика источника представляет собой зависимость напряжения на его зажимах от тока. Для источника внешнюю характеристику снимают, изменяя параметры приемника, а для приемника — изменяя параметры источника.

На рис. 1.1, б, в показаны внешние характеристики источников и приемников: 1, 3 — линейные, 2 — нелинейные характеристики (см. раздел второй).

Элемент называют *активным*, если в нем содержатся сторонние источники э. д. с. и напряжение на его выводах при отсутствии тока отлично от нуля. *Пассивным* называют элемент, в котором нет сторонних э. д. с. и напряжение на его выводах при отсутствии тока равно нулю. Для приемника зависимости 1 и 2 соответствуют пассивным элементам, зависимость 3 — активному линейному элементу. Экспери-

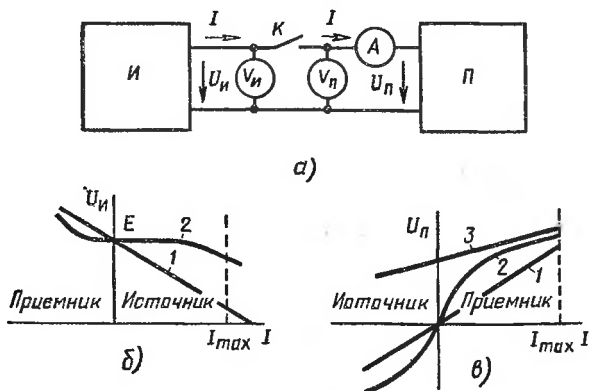
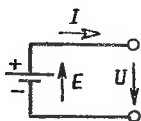


Рис. 1.1

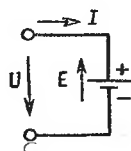
Источники

Приемники

Аккумуляторная батарея

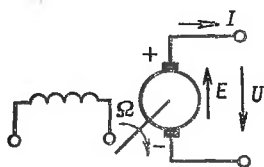


в режиме разрядки

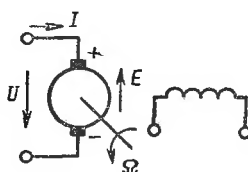


в режиме зарядки

Машины постоянного тока



Генератор



Двигатель

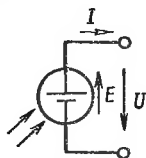
Термопара



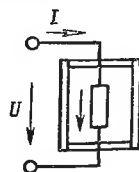
Лампа накаливания



Фотоэлемент



Электродпечь



ментально может быть снята только часть характеристик, так как ток не может превышать максимально допустимого значения $I_{\max}$ по условиям нагрева. Для цепей с линейными характеристиками, математически выражаемыми уравнениями прямой линии, уравнения:

для источника

$$U_{\text{и}} = E_{\text{и}} - R_{\text{и}}I, \quad (1.1)$$

Активные приемники

Пассивные приемники

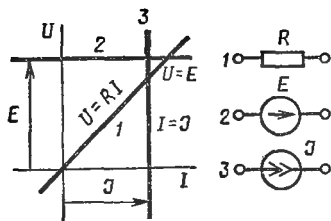


Рис. 1.2

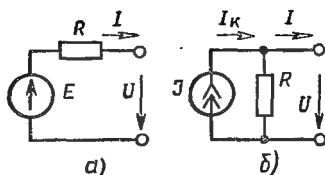


Рис. 1.3

для приемника

$$U_{\text{п}} = E_{\text{п}} + R_{\text{п}}I, \quad (1.2)$$

где

$$R_{\text{п}} = - \frac{dU_{\text{п}}}{dI}; \quad R_{\text{п}} = \frac{dU_{\text{п}}}{dI}. \quad (1.3)$$

Для пассивных приемников $E_{\text{п}} = 0$.

Вводя абстрактное понятие идеальных линейных резистивных элементов (R), источников напряжения (э. д. с. E) и тока (J), составляют схемы замещения источников и приемников, удобные для анализа электрических цепей.

На рис. 1.2 представлены внешние характеристики линейного резистивного элемента (прямая 1), источника напряжения $U = E$ (прямая 2), источника тока $I = J$ (прямая 3) и даны графические изображения этих элементов в схемах замещения.

Для резистивного элемента, согласно закону Ома, напряжение пропорционально току: $U = RI$ (прямая 1), для идеального источника напряжения напряжение не зависит от тока (прямая 2), а для идеального источника тока ток не зависит от напряжения (прямая 3).

Любой реальный активный линейный элемент электрической цепи имеет схему замещения, состоящую из последовательно соединенных резистивного элемента и идеального источника напряжения (рис. 1.3, а) или из параллельно соединенных резистивного элемента и идеального источника тока (рис. 1.3, б). При любом направлении тока I в этих схемах внешние характеристики соответствуют уравнениям (1.1) и (1.2) при

$$E = RJ = RI_{\text{к}}, \quad (1.4)$$

где $I_{\text{к}}$ — ток короткого замыкания.

Для источника $U = E - RI = R(J - I)$, для приемника $U = E + RI = R(J + I)$. Э. д. с. E равна напряжению холостого хода $U_{\text{х}}$ при $I = 0$, а ток источника J равен току короткого замыкания $I_{\text{к}}$ при $U = 0$.

§ 1.2. Законы Кирхгофа для линейной цепи

Сложная электрическая цепь характеризуется следующими понятиями: ветвь, узел, контур.

Ветвь — участок электрической цепи, по которому протекает один и тот же ток.

Узел — место соединения ветвей электрической цепи.

Контур — замкнутый путь, проходящий по ветвям электрической цепи.

Первый закон Кирхгофа. Алгебраическая сумма токов ветвей, сходящихся в узле, равна нулю:

$$\sum I = 0. \quad (1.5)$$

Для электрической цепи, содержащей y узлов, по первому закону Кирхгофа составляется $y - 1$ уравнение. Направления токов выбирают произвольно; токи, направленные к узлу, берут с одним знаком, например плюс (+), а токи, направленные от узла, — с другим знаком, например, минус (-).

Первый закон Кирхгофа является следствием непрерывности тока и неизменности зарядов в узлах электрической цепи.

Пример 1.1. Для схемы (рис. 1.4) записать уравнения по первому закону Кирхгофа.

Решение. По первому закону Кирхгофа $J + I_1 - I_2 - I_3 = 0$.

Второй закон Кирхгофа. Алгебраическая сумма напряжений участков замкнутого контура равна нулю:

$$\sum U_{mn} = 0, \quad (1.6)$$

или алгебраическая сумма э. д. с. в любом замкнутом контуре равна алгебраической сумме напряжений на резистивных элементах этого контура:

$$\sum R_i I_i = \sum E_i. \quad (1.7)$$

При расчете электрической цепи число неизвестных токов равно числу ветвей в цепи ϵ . По второму закону Кирхгофа составляется $k = \epsilon - y + 1$ уравнений.

При определении числа ветвей (ϵ) не учитывают ветви с $R = 0$, а ветви с одним и тем же током принимают за одну ветвь. При определении числа узлов (y) учитывают только те узлы, в которых сходится более чем две ветви, а ветви с $R = 0$ включают в состав узла. В каждом контуре произвольно выбирают направление обхода контура. Напряжения и э. д. с. в уравнении (1.7) берут с положительным знаком, если направление напряжений, э. д. с. и токов совпадает с направлением обхода контура.

В частном случае контур может содержать только одну ветвь s и замыкаться во внешней области с напряжением $V_n - V_m = U_{nm} = U_s$ (рис. 1.5). При выбранном направлении обхода уравнение (1.7) принимает вид

$$U_s + R_s I_s = E_s. \quad (1.8)$$

Пример 1.2. Для контура (рис. 1.6) записать уравнение по второму закону Кирхгофа.

Решение. По второму закону Кирхгофа, $U_1 + U_2 - U_3 + U_4 = 0$, или $R_1 I_1 + R_2 I_2 - R_3 I_3 + R_4 I_4 = E_1 + E_2 - E_3 + E_4$.

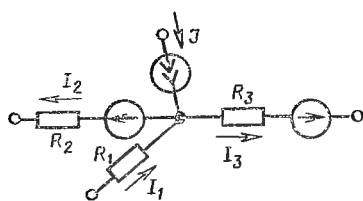


Рис. 1.4

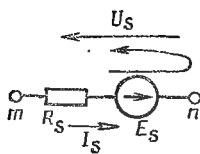


Рис. 1.5

Матричная форма записи уравнений Кирхгофа:

$$AI = BE, \quad (1.9)$$

где A , B — квадратные матрицы коэффициентов при токах и напряжениях порядка $e \times e$; I , E — матрицы-столбцы неизвестных токов и заданных э. д. с.

Элементами матрицы A являются коэффициенты при токах в левой части уравнений, составленных по первому и второму законам Кирхгофа. Первые $y-1$ строки матрицы A содержат коэффициенты при токах в уравнениях, составленных по первому закону Кирхгофа, и имеют элементы $+1$, -1 , 0 в зависимости от того, с каким знаком входит данный ток в уравнение.

Элементы следующих $(e - y + 1)$ строк матрицы A равны значениям сопротивлений при соответствующих токах в уравнениях, составленных по второму закону Кирхгофа, с соответствующим знаком. Элементы матрицы B равны коэффициентам при э. д. с. в правой части уравнений, составленных по законам Кирхгофа. Первые $y-1$ строки матрицы имеют нулевые элементы, так как э. д. с. в правой части уравнений, записанных по первому закону Кирхгофа, отсутствуют. Остальные $e - y + 1$ строки содержат элементы $+1$, -1 в зависимости от того, с каким знаком входит э. д. с. в уравнение, и 0 , если э. д. с. в уравнения не входит.

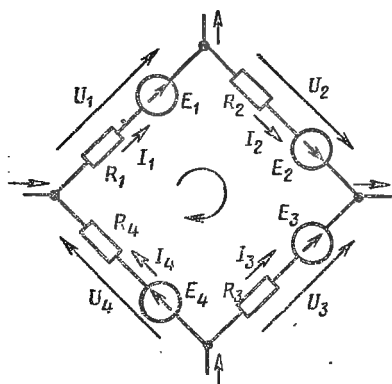


Рис. 1.6

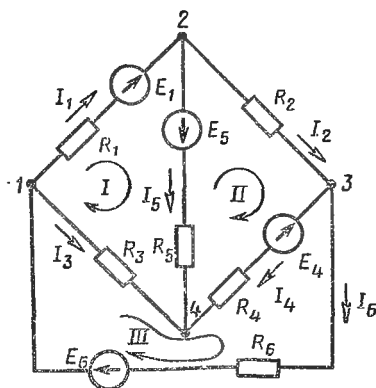


Рис. 1.7

Общее решение уравнений, составленных по законам Кирхгофа:

$$\mathbf{I} = (\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B})\mathbf{E} = \mathbf{G}\mathbf{E}, \quad (1.10)$$

где $\mathbf{G} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}$ — матрица проводимостей;

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} & \dots & G_{1n} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} & \dots & G_{2n} \\ \vdots & & & & \vdots \\ G_{n1} & G_{n2} & G_{n3} & \dots & G_{nn} \end{pmatrix}. \quad (1.11)$$

Токи в каждой ветви:

$$\begin{aligned} I_1 &= G_{11}E_1 + G_{12}E_2 + G_{13}E_3 + \dots + G_{1n}E_n; \\ I_2 &= G_{21}E_1 + G_{22}E_2 + G_{23}E_3 + \dots + G_{2n}E_n; \\ &\vdots \\ I_n &= G_{n1}E_1 + G_{n2}E_2 + G_{n3}E_3 + \dots + G_{nn}E_n. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Пример 1.3. Для схемы рис. 1.7 записать уравнения по законам Кирхгофа, если $e = 6$, $y = 4$, $E_2 = E_3 = 0$.

Решение. По первому закону Кирхгофа составляют три уравнения для узлов 1–3:

$$-I_1 - I_3 + I_6 = 0; \quad I_1 - I_2 - I_5 = 0; \quad I_2 - I_4 - I_6 = 0.$$

По второму закону Кирхгофа записывают три уравнения ($e - y + 1 = 3$) для контуров I–III:

$$R_1I_1 - R_3I_3 + R_5I_5 = E_1 - E_3 + E_5; \quad R_2I_2 + R_4I_4 - R_5I_5 = E_2 - E_4 - E_5;$$

$$R_3I_3 - R_4I_4 + R_6I_6 = E_3 + E_4 + E_6.$$

Для общности записи в уравнения включены равные нулю э. д. с. в ветвях 2, 3.

В матричной форме записи

$$\mathbf{A}\mathbf{I} = \mathbf{B}\mathbf{E},$$

где

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ R_1 & 0 & -R_3 & 0 & R_5 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & R_4 & -R_5 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & -R_4 & 0 & R_6 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{E} = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \end{pmatrix}.$$

§ 1.3. Методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин

Уравнения Кирхгофа позволяют рассчитать любую электрическую цепь, но при этом число решаемых уравнений может быть велико. Для сокращения числа решаемых уравнений рационализируют составление и решение уравнений Кирхгофа, применяя для расчета методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин.

Метод контурных токов. Метод основан на применении второго закона Кирхгофа и позволяет сократить при расчете сложных систем число решаемых уравнений. Во взаимно независимых контурах, где для каждого контура хотя бы одна ветвь входит только в этот контур, рассматривают условные контурные токи во всех ветвях контура. Контурные токи в отличие от токов ветвей имеют индексы, обозначенные римскими цифрами. Уравнения составляют по второму закону Кирхгофа для контурных токов. Токи ветвей выражают через контурные токи по первому закону Кирхгофа. Число выбираемых контуров и число решаемых уравнений равно числу уравнений, составляемых по второму закону Кирхгофа: $k = e - y + 1$. Сумма сопротивлений всех резистивных элементов каждого контура со знаком плюс является коэффициентом при токе контура. Знак коэффициента при токе смежных контуров зависит от совпадения или несовпадения направления смежных контурных токов. Э. д. с. входят в уравнение со знаком плюс, если направления э. д. с. и направление тока контура совпадают.

Пример 1.4. Записать уравнения по методу контурных токов для схемы рис. 1.7, если ток $I_6 = J = I_{III}$ задан.

Решение. Схема содержит пять ветвей ($e = 5$) с неизвестными токами и четыре узла ($y = 4$). Так как $e - y + 1 = 2 < y - 1 = 3$, то предпочтителен метод контурных токов. Для двух контуров с токами I_I и I_{II} записывают уравнения по второму закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned} R_{II}I_I + R_{III}I_{II} &= E_I; \\ R_{III}I_I + R_{III}I_{II} &= E_{II}, \end{aligned} \quad (1.13)$$

где $R_{II} = R_1 + R_5 + R_3$; $R_{III} = R_{III} = -R_5$; $R_{III} = R_2 + R_4 + R_5$; $E_I = E_1 + E_5 - R_3I_6$; $E_{II} = -E_4 - E_5 - R_4I_6$.

Решение уравнений с неизвестными токами I_I и I_{II} имеет вид

$$\begin{aligned} I_I &= G_{II}E_I + G_{III}E_{II}; \\ I_{II} &= G_{III}E_I + G_{III}E_{II}, \end{aligned} \quad (1.14)$$

где $G_{II} = R_{III}/\Delta$; $G_{III} = R_{II}/\Delta$; $G_{III} = G_{III} = -R_{III}/\Delta = -R_{III}/\Delta$; $\Delta = R_{II}R_{III} - R_{III}R_{III}$.

Токи ветвей определяют по первому закону Кирхгофа: $I_1 = I_I$; $I_2 = I_{II}$; $I_3 = I_{III} - I_I$; $I_4 = I_{II} - I_{III}$; $I_5 = I_I - I_{II}$.

В матричной форме записи уравнения (1.13) и (1.14) имеют вид $R_k I_k = E_k$; $I_k = G_k E_k = R_k^{-1} E_k$ и являются общей матричной формой записи и решения уравнений по методу контурных токов.

Метод узловых потенциалов. Метод основан на применении первого закона Кирхгофа и позволяет сократить число решаемых уравнений при нахождении неизвестных токов до $y - 1$. При составлении урав-

нений потенциал одного из узлов схемы принимают равным нулю, а токи ветвей выражают через неизвестные потенциалы остальных $y - 1$ узлов схемы и для них записывают уравнения по первому закону Кирхгофа. Решение системы $y - 1$ уравнений позволяет определить неизвестные потенциалы, а через них найти токи ветвей. При $y - 1 < e - y + 1$ следует отдавать предпочтение методу узловых потенциалов.

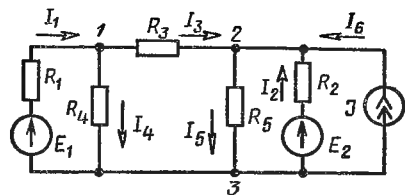


Рис. 1.8

Пример 1.5. Записать уравнения по методу узловых потенциалов для схемы на рис. 1.8.

Решение. Так как $e = 6$, $y = 3$ и $y - 1 = 2 < e - y + 1 = 4$, то предпочтителен метод узловых потенциалов. Принимая потенциал третьего узла равным нулю ($V_3 = 0$), токи ветвей выражаем через потенциалы узлов 1 и 2:

$$I_1 = (E_1 - V_1)/R_1; \quad I_2 = (E_2 - V_2)/R_2; \quad I_3 = (V_1 - V_2)/R_3; \quad I_4 = V_1/R_4; \quad I_5 = V_2/R_5;$$

записываем два уравнения по первому закону Кирхгофа:

$$I_1 - I_3 - I_4 = 0; \quad I_3 + I_2 - I_5 + J = 0$$

или

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) V_1 - \left(\frac{1}{R_3} \right) V_2 = \frac{E_1}{R_1};$$

$$\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) V_2 - \frac{1}{R_3} V_1 = \frac{E_2}{R_2} + J.$$

Из этих уравнений очевиден принцип записи уравнений узловых потенциалов. В левой части уравнений коэффициент при потенциале рассматриваемого узла положителен и равен сумме обратных значений сопротивлений резисторов, находящихся в ветвях, присоединенных к этому узлу. Коэффициенты при остальных потенциалах узлов, соединенных ветвями с рассматриваемым узлом, отрицательны и равны обратным значениям сопротивлений резисторов ветвей.

В правой части уравнений слагаемые E_i/R_i и J положительны, если э. д. с. и токи J направлены к рассматриваемому узлу.

Формула двух узлов. Напряжение между двумя узлами 1 и 2 схемы на рис. 1.9, а $U_{12} = V_1 - V_2$. Выразим токи I_i через э. д. с. E_i и напряжение U_{12} :

$$I_i = (E_i - U_{12})/R_i.$$

Решая уравнение $\sum_{i=1}^n I_i = 0$ относительно U_{12} , получаем

$$U_{12} = \frac{\sum_{i=1}^m (E_i/R_i)}{\sum_{i=1}^n (1/R_i)} = \frac{\sum_{i=1}^m E_i G_i}{\sum_{i=1}^n G_i}. \quad (1.15)$$

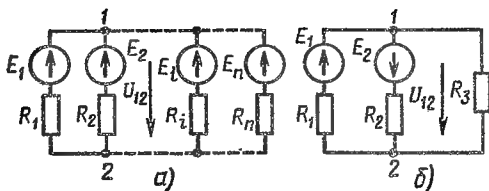


Рис. 1.9

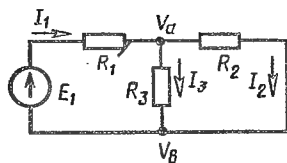


Рис. 1.10

Уравнение (1.15) называют *формулой двух узлов*; ее широко используют для расчета электрических схем с двумя узлами.

Пример 1.6. Определить напряжение U_{12} для схемы рис. 1.9, б.

Решение. Напряжение $U_{12} = \frac{E_1/R_1 - E_2/R_2}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3}$.

Метод пропорциональных величин. Метод применяют для нахождения неизвестных токов при цепочном соединении резистивных элементов в электрических цепях с одним источником. Токи и напряжения, а также и известную э. д. с. цепи выражают через ток самой удаленной от источника ветви. Задача сводится к решению одного уравнения с одним неизвестным.

Пример 1.7. Рассчитать неизвестные токи ветвей схемы на рис. 1.10 по методу пропорциональных величин.

Решение. Выразим напряжения и токи через ток второй ветви I_2 :

$$U_{ab} = R_2 I_2; I_3 = U_{ab}/R_3 = R_2 I_2/R_3; I_1 = I_2 + I_3 = (1 + R_2/R_3) I_2;$$

$$E_1 = R_1 I_1 + R_2 I_2 = [R_1 + R_2 + (R_1 R_2)/R_3] I_2.$$

Из последнего уравнения по известным значениям э. д. с. и сопротивлений сначала находим ток: $I_2 = \frac{E_1 R_3}{(R_1 + R_2) R_3 + R_1 R_2}$, а затем и остальные токи:

$$I_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) I_2; I_3 = \frac{R_2}{R_3} I_2.$$

§ 1.4. Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности

Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности в электротехнике выражают наиболее общие свойства электрических цепей.

Принцип суперпозиции (наложения). Ток в любой электрической ветви, вызываемый действием нескольких источников, равен сумме токов в этой ветви под действием каждого источника в отдельности (при равенстве нулю остальных э. д. с. или токов источников):

$$I_i = I_i^{(1)} + I_i^{(2)} + \dots + I_i^{(k)} + \dots + I_i^{(n)}, \quad (1.16)$$

где $I_i^{(k)}$ — ток i -й ветви, возникающий под действием k -го источника.

Применимость принципа суперпозиции (наложения) следует из об-

щего решения уравнений Кирхгофа (1.12):

$$I_1 = G_{11}E_1 + G_{12}E_2 + \dots + G_{1n}E_n = I_1^{(1)} + I_1^{(2)} + \dots + I_1^{(n)};$$

⋮

$$I_i = G_{i1}E_1 + G_{i2}E_2 + \dots + G_{in}E_n = I_i^{(1)} + I_i^{(2)} + \dots + I_i^{(n)};$$

⋮

$$I_n = G_{n1}E_1 + G_{n2}E_2 + \dots + G_{nn}E_n = I_n^{(1)} + I_n^{(2)} + \dots + I_n^{(n)},$$

откуда

$$I_i^{(j)} = G_{ji}E_j; \quad I_i^{(k)} = G_{ik}E_k; \quad (1.17)$$

где $G_{ji} = I_i^{(j)}/E_j$, $G_{ik} = I_i^{(k)}/E_k$.

Пример 1.8. Для схемы на рис. 1.11, а найти токи I_1 , I_2 , I_3 по принципу суперпозиции. При определении токов ветвей по принципу суперпозиции в схеме поочередно оставляют по одной э. д. с., считая все остальные э. д. с. равными нулю.

Решение. Токи, вызываемые первым источником (рис. 1.11, б),

$$I_1^{(1)} = \frac{(R_2 + R_3)E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{11}E_1;$$

$$I_2^{(1)} = -\frac{R_3E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{21}E_1; \quad (1.18)$$

$$I_3^{(1)} = \frac{R_2E_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{31}E_1. \quad (1.19)$$

Токи, вызываемые вторым источником (рис. 1.11, в),

$$I_2^{(2)} = \frac{(R_1 + R_3)E_2}{R_1R_2 + R_2R_3 + R_3R_1} = G_{22}E_2;$$

$$I_1^{(2)} = \frac{-R_3E_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{12}E_2; \quad (1.20)$$

$$I_3^{(2)} = \frac{R_1E_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} = G_{32}E_2. \quad (1.21)$$

По принципу суперпозиции,

$$I_1 = I_1^{(1)} + I_1^{(2)} = G_{11}E_1 + G_{12}E_2;$$

$$I_2 = I_2^{(1)} + I_2^{(2)} = G_{21}E_1 + G_{22}E_2;$$

$$I_3 = I_3^{(1)} + I_3^{(2)} = G_{31}E_1 + G_{32}E_2.$$

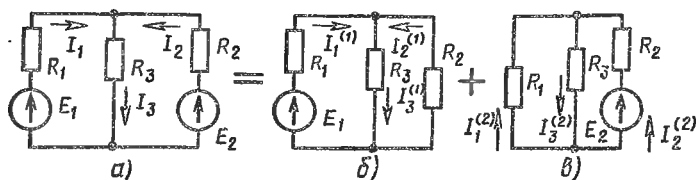


Рис. 1.11

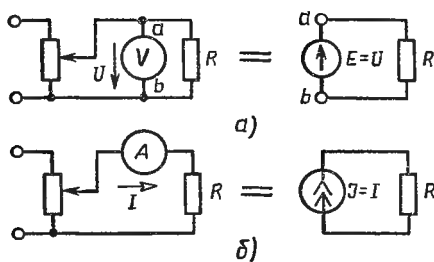


Рис. 1.12

Принцип суперпозиции может применяться только к линейным электрическим цепям.

Принцип компенсации. Любая часть электрической цепи с напряжением U эквивалентна источнику э. д. с. E с тем же напряжением:

$$E = U, \quad (1.22)$$

или любая электрическая ветвь с током I эквивалентна источнику

тока J того же значения:

$$J = I. \quad (1.23)$$

Применимость принципа компенсации следует из уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа: $\sum_{i=1}^n R_i I_i = \sum_{i=1}^n E_i$. Перенос $R_n I_n$ в правую часть уравнения, получаем

$$\sum_{i=1}^{n-1} R_i I_i = \sum_{i=1}^n E_i - R_n I_n = \sum_{i=1}^{n+1} E_i,$$

где $E_{n+1} = -R_n I_n$.

Этот принцип характеризует равенство токов в двух физически различных цепях. Принцип компенсации применим к линейным и нелинейным цепям. Если U или I зависит от иных напряжений и токов, то источник E или J называют *зависимым*.

Пример 1.9. Изменить схему (рис. 1.12, а), используя принцип компенсации, если вольтметром измерено напряжение U между двумя точками a и b или амперметром — ток I (рис. 1.12, б).

Решение. Часть электрической цепи слева от точек a и b можно заменить источником э. д. с. в соответствии с принципом компенсации (см. рисунок справа). Часть цепи с известным током можно заменить источником тока с током, равным показанию амперметра (см. рисунок справа).

Принцип взаимности. Ток в ветви j , создаваемый источником напряжения в ветви k , равен току в ветви k , создаваемому тем же источником, перемещенным в ветвь j .

Для взаимных цепей взаимные проводимости j -й и k -й ветвей равны:

$$G_{jk} = G_{kj}, \quad (1.24)$$

так как $I_j^{(k)} = G_{jk} E_k$; $I_k^{(j)} = G_{kj} E_j$ при $E_k = E_j$.

Применимость принципа следует из диагональности G (1.11), полученной при решении уравнений, составленных по законам Кирхгофа. Принцип взаимности выполняется не для всех линейных цепей.

Пример 1.10. Рассчитать взаимные проводимости первой и второй ветвей в схеме рис. 1.11, а и проверить выполнение принципа взаимности.

По определению (1.17), $G_{12} = I_1^{(2)}/E_2$; $G_{21} = I_2^{(1)}/E_1$. Используя (1.18), (1.20), найдем $G_{12} = G_{21} = -R_3/(R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3)$. При изменении положительного направления одной из э. д. с. $G_{12} = -G_{21}$.

§ 1.5. Двухполосники. Принципы эквивалентного генератора. Уравнения и схемы замещения

Часть электрической цепи с двумя выделенными зажимами, именуемыми полюсами, называют *двухполосником*. Двухполосники бывают активные и пассивные (рис. 1.13).

Режимы работы двухполосника:

1) *режим холостого хода* (ток через зажимы двухполосника равен нулю, зажимы разомкнуты: $U = U_x$; $I = I_x = 0$);

2) *режим короткого замыкания* (зажимы двухполосника замыкаются накоротко, и напряжение на них равно нулю: $U = U_k = 0$; $I = I_k$).

Двухполосник — активный (рис. 1.13, а), если он содержит источники электрической энергии, а ток короткого замыкания и напряжение холостого хода на его зажимах не равны нулю: $U = U_x \neq 0$; $I = I_k \neq 0$. Внешняя характеристика активного двухполосника (рис. 1.14, а) построена на рис. 1.14, б.

Двухполосник — пассивный (рис. 1.13, б), если он не содержит источников электрической энергии, а ток короткого замыкания и напряжение холостого хода на его зажимах равны нулю. Внешняя характеристика пассивного двухполосника (рис. 1.15, а) показана на рис. 1.15, б.

Пассивный двухполосник характеризуется входным сопротивлением $R_{вх}$, которое рассчитывают путем «свертывания» схемы относительно зажимов. Для рис. 1.15, а

$$R_{вх} = R_6 + \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3 + \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_1 + R_2}}}}$$

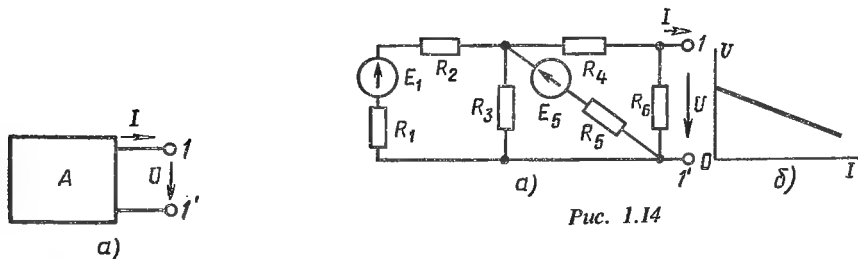


Рис. 1.14

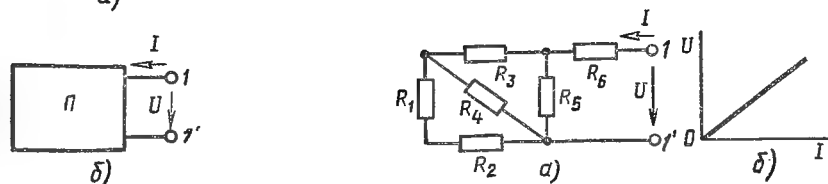


Рис. 1.15

Рис. 1.13

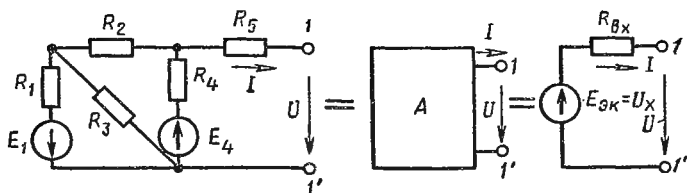


Рис. 1.16

Активный двухполюсник становится пассивным при равенстве нулю всех э. д. с. источников и разрыве цепей с источниками тока.

Принцип эквивалентного генератора. Любая линейная электрическая цепь, рассматриваемая относительно двух зажимов, эквивалентна последовательно соединенным источнику напряжения с э. д. с. $E_{эк}$, равной напряжению между этими зажимами в режиме холостого хода (при размыкании внешней цепи, подключаемой к этим зажимам), и резистивному элементу с сопротивлением $R_{вх}$, равным входному сопротивлению пассивного двухполюсника, получающегося при равенстве нулю всех э. д. с. источников напряжений и разрыве цепей источников тока (рис. 1.16):

$$U = E_{эк} - R_{вх}I; \quad E_{эк} = U_x. \quad (1.25)$$

Обоснование принципа эквивалентного генератора проводится с использованием принципов компенсации и суперпозиции. По принципу компенсации часть цепи с напряжением $U = RI$ на зажимах 1–1' (рис. 1.17, а) можно заменить источником напряжения с э. д. с. $E = U$ (рис. 1.17, б).

Применение принципа суперпозиции к схеме рис. 1.17, б при раздельном действии источников позволяет представить ток I как сумму токов в короткозамкнутом активном двухполюснике $I' = I_k$ и I'' в пассивном двухполюснике, подключенном к источнику напряжения с э. д. с. E (рис. 1.17, в).

Так как пассивный двухполюсник характеризуется входным сопротивлением $R_{вх}$, то ток в нем $I'' = -U/R_{вх}$. Тогда ток в схеме рис. 1.17, а $I = I' + I'' = I_k - U/R_{вх}$, откуда $U = R_{вх}(I_k - I) = U_x - R_{вх}I = E_{эк} - R_{вх}I$.

Таким образом, схема замещения любого линейного активного двухполюсника состоит из резистивного элемента сопротивлением $R_{вх}$ и источника напряжения $E_{эк} = U_x = R_{вх}I_k$.

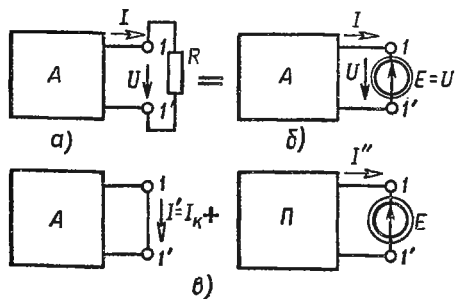


Рис. 1.17

Пример 1.11. Для схемы активного двухполюсника (рис. 1.18, а) составить схему замещения по принципу эквивалентного генератора и рассчитать ее параметры.

Решение. Схема замещения

представленного двухполосника, содержащего пять параллельных ветвей и имеющего два узла, приведена на рис. 1.18, б. По формуле двух узлов

$$E_{\text{эк}} = U_{12\text{к}} = \frac{\sum E_i G_i}{\sum G_i},$$

или

$$E_{\text{эк}} = \frac{E_1/R_1 - E_3/R_3 + E_4/R_4}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_5}.$$

Входное сопротивление схемы замещения

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{\sum G_i} = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_5}.$$

Практический интерес представляет определение максимальной мощности, отдаваемой активным двухполосником. Активный двухполосник, схема замещения которого представлена на рис. 1.19, нагружен на резистор сопротивлением $R_{\text{н}}$. Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_{\text{н}} = R_{\text{н}} I^2 = UI. \quad (1.26)$$

Эту мощность можно выразить через напряжение на зажимах

$$U = E_{\text{эк}} - R_{\text{вх}} I, \quad (1.27)$$

подставляя (1.27) в (1.26):

$$P_{\text{н}} = (E_{\text{эк}} - R_{\text{вх}} I) I = E_{\text{эк}} I - R_{\text{вх}} I^2. \quad (1.28)$$

При некотором значении тока $I_{\text{опт}}$ мощность, передаваемая во внешнюю цепь, становится максимальной (рис. 1.20). Ток, при котором мощность максимальна, определяется из условия $\frac{dP_{\text{н}}}{dI} = 0$. Дифференцируя (1.28) по току, находим

$$\frac{dP_{\text{н}}}{dI} = E_{\text{эк}} - 2R_{\text{вх}} I = 0, \quad (1.29)$$

откуда $I = I_{\text{опт}} = E_{\text{эк}}/(2R_{\text{вх}})$. Этот ток протекает в цепи при $R_{\text{н}} = R_{\text{вх}}$. Мощность, отдаваемая активным двухполосником во внешнюю цепь, максимальна при согласованной нагрузке, когда сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$

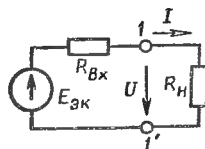


Рис. 1.19

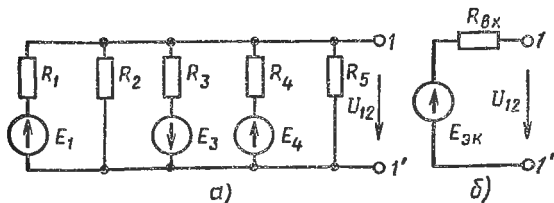


Рис. 1.18

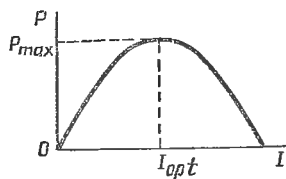


Рис. 1.20

равно входному сопротивлению активного двухполосника. Подставляя найденное значение тока в (1.26), определяем

$$P_{\text{н max}} = \frac{E_{\text{эк}}^2}{4R_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{вх}} I_{\text{к}}^2}{4}.$$

§ 1.6. Четырехполосники. Уравнения и схемы замещения

Часть электрической цепи, имеющая две пары зажимов, которые могут быть входными или выходными, называют *четыре́хполосником*.

Если в ветвях четырехполосника содержатся источники энергии, то такой четырехполосник — активный (рис. 1.21, а); четырехполосник, не содержащий в своих ветвях источников энергии, — пассивный (рис. 1.21, б). Примеры пассивного и активного четырехполосников приведены на рис. 1.22, а, б.

Если к одной паре зажимов пассивного четырехполосника (1—1') подсоединяют источник, а к второй (2—2') — приемник, то четырехполосник называют *проходным*.

Зажимы 1—1' называют *входными*, а зажимы 2—2' — *выходными*.

Четырехполосник характеризуется входными и выходными токами (I_1, I_2) и соответствующими напряжениями (U_1, U_2).

Математическое описание четырехполосника, осуществленное различными способами, позволяет установить связь между комбинациями напряжений и токов. Распространение получила запись уравнений через RK -, G -, H -, R -, $ABCD$ -параметры.

RK -форма записи уравнений. Эта форма записи уравнений проходного четырехполосника (рис. 1.23) следует из рассмотрения четырехполосника относительно входных и выходных зажимов как двух двухполосников по принципу эквивалентного генератора. RK -параметры устанавливают зависимости $U_1(I_1, U_2)$, $U_2(U_1, I_2)$:

$$U_1 = R_{\text{вх}} I_1 + K_{12} U_2; \quad (1.30)$$

$$U_2 = K_{21} U_1 - R_{\text{вых}} I_2. \quad (1.31)$$

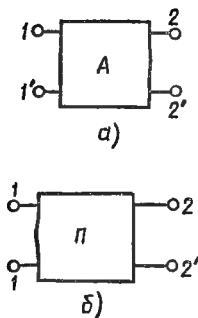


Рис. 1.21

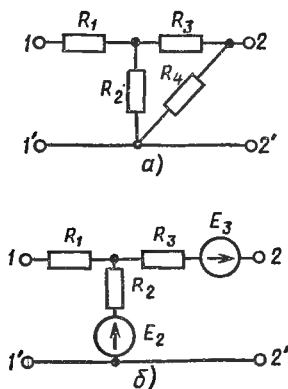


Рис. 1.22

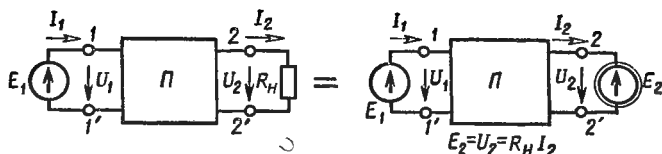


Рис. 1.23

Определение RK -параметров проводят по данным опытов холостого хода и короткого замыкания.

При коротком замыкании на выходе ($U_{2к} = 0$) уравнение (1.30) преобразуется к виду $U_{1к} = R_{вх} I_{1к}$, откуда $R_{вх} = U_{1к}/I_{1к}$.

При коротком замыкании на входе ($U'_{1к} = 0$) из уравнения (1.31) находим

$$R_{вых} = -U'_{2к}/I'_{2к}. \quad (1.32)$$

При холостом ходе на выходе ($I_{2х} = 0$) согласно (1.31) определяем $K_{21} = U_{2х}/U_{1х}$.

При холостом ходе на входе ($I'_{1х} = 0$)

$$K_{12} = U'_{1х}/U'_{2х}. \quad (1.33)$$

В формулах (1.32) и (1.33) штрихами помечены напряжения и токи, соответствующие режимам короткого замыкания и холостого хода на входе.

Параметры $R_{вх}$, $R_{вых}$ являются входными и выходными сопротивлениями четырехполюсника; коэффициенты передачи K_{12} и K_{21} — безразмерные.

Схему замещения (рис. 1.24) составляют на основе уравнений (1.30) и (1.31). В схеме замещения двойной окружностью обозначены зависимые источники. В таких источниках напряжения (тока) э. д. с. (ток) зависит от какой-либо из переменных величин, в данном случае от напряжения.

G-форма записи уравнений. Токи на входе и выходе четырехполюсника выражают через напряжения на входе и выходе. Уравнения четырехполюсника записывают на основе общего решения уравнений, составленных по законам Кирхгофа:

$$I_1 = G_{11}U_1 - G_{12}U_2; \quad (1.34)$$

$$I_2 = G_{21}U_1 - G_{22}U_2. \quad (1.35)$$

При коротком замыкании, когда $U_{2к} = 0$, $G_{11} = I_{1к}/U_{1к}$; $G_{21} = I_{2к}/U_{1к}$.

При холостом ходе, когда $I_{2х} = 0$, $G_{22} = (G_{21}U_{1х})/U_{2х}$; $G_{12} = (-I_{1х} + G_{11}U_{1х})/U_{2х}$; G -параметры имеют размерности проводимостей.

Схема замещения четырехполюсника в G -параметрах приведена на рис. 1.25.

H-форма записи уравнений. Эта форма записи уравнений находит широкое распространение в электронике. H -параметры устанавливают зависимости $U_1(I_1, U_2)$; $I_2(I_1, U_2)$:

$$U_1 = H_{11}I_1 + H_{12}U_2; \quad (1.36)$$

$$-I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}U_2. \quad (1.37)$$

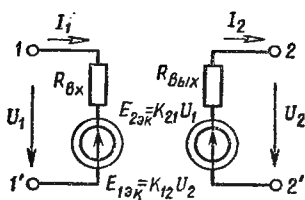


Рис. 1.24

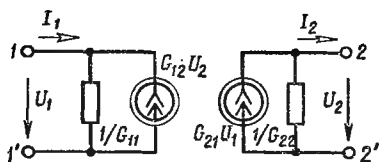


Рис. 1.25

Для определения H -параметров используют данные опытов холостого хода и короткого замыкания.

При коротком замыкании ($U_{2x} = 0$), согласно (1.36), (1.37), $H_{11} = U_{1x}/I_{1x}$; $H_{21} = -I_{2x}/I_{1x}$.

При холостом ходе ($I_{2x} = 0$) $H_{22} = -(H_{21}I_{1x})/U_{2x}$; $H_{12} = (U_{1x} - H_{11}I_{1x})/U_{2x}$.

Параметр H_{11} соответствует входному сопротивлению четырехполосника, его выражают в омах. Параметр H_{22} имеет размерность проводимости (См). Параметр H_{12} — безразмерная величина. Параметр H_{21} — безразмерная величина, соответствующая коэффициенту усиления по току.

Схема замещения четырехполосника в H -параметрах представлена на рис. 1.26.

R -форма записи уравнений. Напряжения на входе и выходе четырехполосника выражают через токи:

$$U_1 = R_{11}I_1 + R_{12}I_2; \quad (1.38)$$

$$U_2 = R_{21}I_1 - R_{22}I_2. \quad (1.39)$$

При холостом ходе на выходе ($I_{2x} = 0$) из (1.38), (1.39) находим $R_{11} = U_{1x}/I_{1x}$; $R_{21} = U_{2x}/I_{1x}$.

При коротком замыкании $R_{12} = (U_{1x} - R_{11}I_{1x})/I_{2x}$; $R_{22} = (R_{21}I_{1x})/I_{2x}$. R -параметры имеют размерность сопротивлений (Ом).

Схема замещения четырехполосника в R -параметрах изображена на рис. 1.27.

$ABCD$ -форма записи уравнений. Такая форма записи предпочтительнее при рассмотрении каскадного соединения четырехполосников при питании со стороны первичных зажимов. При этом

$$U_1 = AU_2 + BI_2;$$

$$I_1 = CU_2 + DI_2.$$

При холостом ходе $A = U_{1x}/U_{2x}$; $C = I_{1x}/U_{2x}$. При коротком замыкании $D = I_{1x}/I_{2x}$; $B = U_{1x}/I_{2x}$.

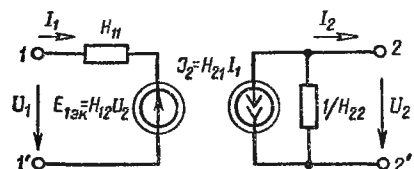


Рис. 1.26

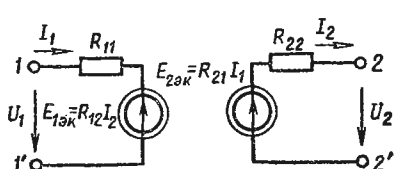


Рис. 1.27

§ 2.1. Получение э. д. с., синусоидально изменяющейся во времени

Схема электрохимического генератора синусоидальной э. д. с. показана на рис. 2.1. На рис. 2.1, а ротор 2 изображен в момент времени $t = 0$, а на рис. 2.1, б — в момент $t = \pi/(6\Omega)$. Магнитное поле ротора ($N - S$) создается обмоткой постоянного тока (на рисунке не показана),

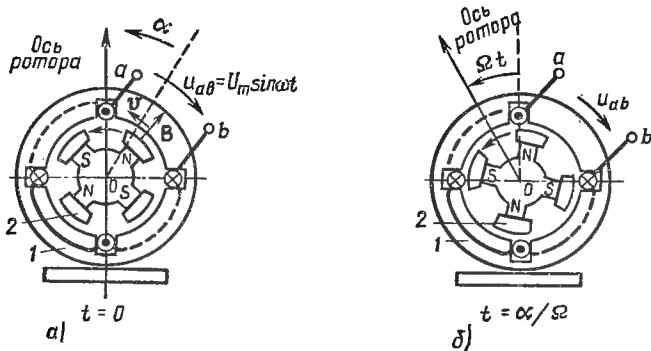


Рис. 2.1

число пар полюсов $p = 2$. Э. д. с., наводимая в каждом из стержней статора 1 по закону электромагнитной индукции (см. приложение 2),

$$e_1 = -I[vB] = lvB_r = lvB_m \sin p\alpha, \quad (2.1)$$

где $B_r = B_m \sin p\alpha$ — радиальная составляющая вектора магнитной индукции ротора на оси стержня обмотки статора; v — линейная скорость магнитного поля ротора относительно стержня обмотки статора; $\alpha = \Omega t$ — угол, на который поворачивается ротор за время t ; l — длина стержня; Ω — угловая частота вращения ротора.

Для обмотки, состоящей из четырех последовательно соединенных стержней, расположенных симметрично,

$$e = 4e_1 = E_m \sin \omega t = u_{ab} = U_m \sin \omega t, \quad (2.2)$$

где E_m , U_m — амплитуды э. д. с. и напряжения; $\omega = p\Omega$ — угловая частота синусоидального тока источника.

§ 2.2. Математическое описание функции, синусоидально изменяющейся во времени (простейшей гармонической функции)

Ток, изменяющийся во времени по синусоидальному закону,

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = I_m \cos(\omega t + \psi_i - \pi/2), \quad (2.3)$$

где $i(t)$ — мгновенное (зависящее от времени) значение тока (рис. 2.2); I_m — амплитуда тока; ω — угловая частота тока; ψ_i — начальная фаза тока.

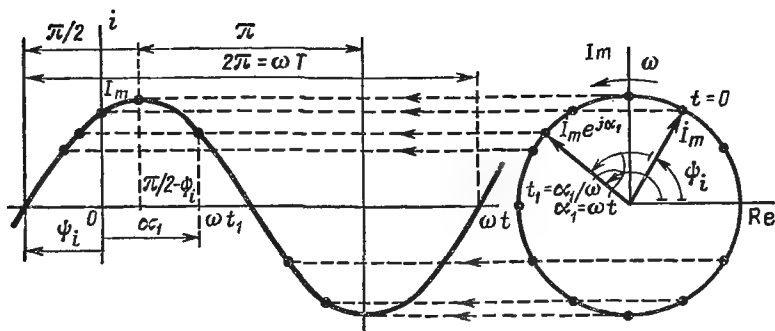


Рис. 2.2

Среднее значение тока

$$i_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = 0. \quad (2.4)$$

Среднеквадратичное значение тока

$$i_{cp.kv} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.5)$$

В качестве действующего значения синусоидального тока и напряжения принимается его среднеквадратичное значение:

$$I = i_{cp.kv} = I_m / \sqrt{2}; \quad U = u_{cp.kv} = U_m / \sqrt{2}.$$

Период синусоидального тока $T = 2\pi/\omega$.

Синусоидальная функция времени $i(t)$ может быть получена как проекция на вертикальную ось комплексной плоскости вектора $\dot{I}_m$ (рис. 2.2), вращающегося в положительном направлении (против часовой стрелки) с угловой частотой ω . Вектор $\dot{I}_m$ имеет модуль, равный амплитуде I_m ; он направлен в плоскости чертежа относительно горизонтальной оси под углом ψ_i .

Вектор $\dot{I}_m$ на комплексной плоскости выражают комплексным числом

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i} = I_m \angle \psi_i = I_m (\cos \psi_i + j \sin \psi_i), \quad (2.6)$$

называемым комплексной амплитудой тока. Мнимая единица $j = \sqrt{-1}$. Комплексная амплитуда тока в алгебраической форме

$$\dot{I}_m = I'_m + jI''_m$$

где $I'_m = \text{Re } \dot{I}_m = I_m \cos \psi_i$; $I''_m = \text{Im } \dot{I}_m = I_m \sin \psi_i$; $I_m = \sqrt{(I'_m)^2 + (I''_m)^2}$.

Комплексная амплитуда тока в показательной форме

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}, \quad (2.7)$$

где

$$\psi_i = \arctg(I''_m/I'_m).$$

Вращение комплексной амплитуды с угловой частотой ω аналитически выражают следующим образом:

$$\dot{I}_m e^{j\omega t} = I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}. \quad (2.8)$$

Проекция вращающегося вектора на вертикальную ось

$$\text{Im } \dot{I}_m e^{j\omega t} = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = i(t) \quad (2.9)$$

равна мгновенному значению тока с амплитудой I_m , угловой частотой ω и начальной фазой ψ_i . Большой буквой с точкой наверху обозначают только комплексные изображения синусоидальных функций времени.

Математическое описание синусоидальной функции дано на примере тока $i(t)$. Аналогично описывают математически э. д. с. $e(t)$, напряжение $u(t)$ и потокосцепление $\Psi(t)$.

§ 2.3. Синусоидальный ток в резистивном, индуктивном и емкостном элементах

Пассивными линейными элементами (приемниками) электрической цепи синусоидального тока являются: резистивный элемент (резистор), обладающий сопротивлением R , индуктивный элемент (индуктивная катушка) с индуктивностью L и емкостный (конденсатор) с емкостью C . Сопротивление, индуктивность и емкость являются коэффициентами пропорциональности в выражениях для напряжения u , потокосцепления Ψ и количества электричества q в линейных цепях через ток и напряжение:

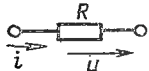
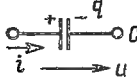
$$u = Ri; \quad \Psi = Li; \quad q = Cu. \quad (2.10)$$

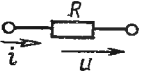
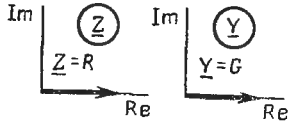
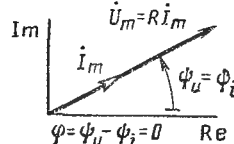
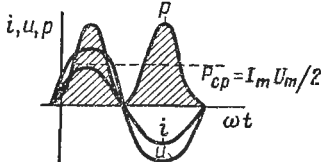
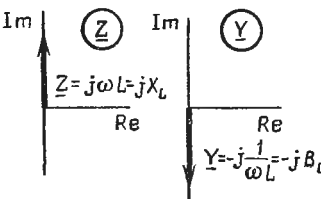
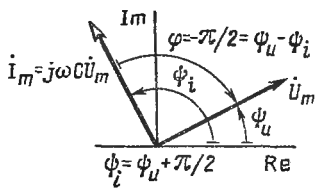
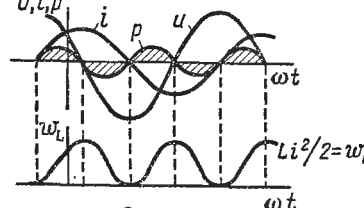
Индуктивный элемент рассматривают как зависимый источник напряжения, э. д. с. которого по закону электромагнитной индукции $e = -d\Psi/dt$, если он рассматривается как источник и положительные направления для э. д. с. и тока принимаются совпадающими, или $e = d\Psi/dt$, если он рассматривается как приемник и положительное направление э. д. с. принимается противоположным условно-положительному направлению, выбранному для тока. В обоих случаях напряжение на зажимах индуктивного элемента

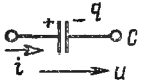
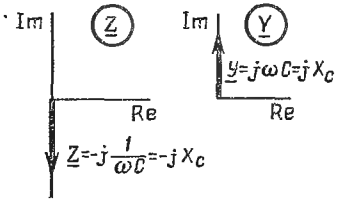
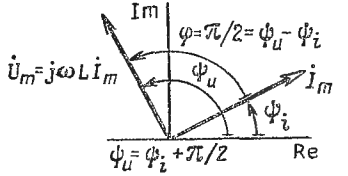
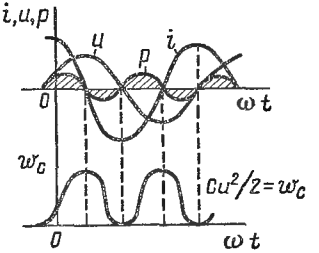
$$u = \frac{d\Psi}{dt} = L \frac{di}{dt}.$$

Мгновенные значения напряжения u , тока i и мощности p для трех элементов цепи синусоидального тока приведены в табл. 2.1. Там же даны комплексные изображения синусоидальных величин $\dot{U}_m$ и $\dot{I}_m$, а также операторов $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$.

Под комплексными изображениями синусоидальных функций времени понимают комплексные действующие значения $\dot{U}$, $\dot{I}$ и $\dot{E}$. Комплексные сопротивления $\underline{Z}$ и проводимости $\underline{Y}$ представляют собой операторы, преобразующие синусоидальный ток $i(t)$ в синусоидальное напряжение $u(t)$ и наоборот.

Элемент	Уравнение для мгновенных значений i и u	Связь между $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ и $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$	Закон Ома: 1) для амплитуд; 2) в комплексной форме
1	2	3	4
Резистивный (сопротивление R) 	$u = Ri$, где R — коэффициент пропорциональности между напряжением u и током i	$u = RI_m \sin(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u);$ $U_m = RI_m; \psi_u = \psi_i$	1) $U_m = RI_m$ или $I_m = GU_m$, где $G = 1/R$ 2) $\dot{U}_m = \underline{Z}\dot{I}_m = R\dot{I}_m$ или $I_m = \underline{Y}\dot{U}_m = G\dot{U}_m;$ $\underline{Z} = 1/\underline{Y} = R = 1/G,$ где R — активное сопротивление; G — активная проводимость
Индуктивный (индуктивность L) 	$u = \frac{d\Psi}{dt} = L \frac{di}{dt},$ где L — коэффициент пропорциональности между потоком сцепления Ψ и током i	$u = \omega LI_m \cos(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u);$ $U_m = \omega LI_m;$ $\psi_u = \psi_i + \pi/2$	1) $U_m = X_L I_m$ или $I_m = B_L U_m$, где $X_L = 1/B_L = \omega L$ 2) $\dot{U}_m = \underline{Z}\dot{I}_m = jX_L \dot{I}_m$ или $\dot{I}_m = \underline{Y}\dot{U}_m = -jB_L \dot{U}_m;$ $\underline{Z} = 1/\underline{Y} = j\omega L = jX_L,$ где $X_L = \omega L$ — реактивное (индуктивное) сопротивление; $B_L = 1/X_L = 1/(\omega L)$ — реактивная (индуктивная) проводимость
Емкостный (емкость C) 	$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt},$ где C — коэффициент пропорциональности между зарядом q и напряжением u	$i = \omega CU_m \cos(\omega t + \psi_u) = I_m \sin(\omega t + \psi_i);$ $I_m = \omega CU_m;$ $\psi_i = \psi_u + \pi/2$	1) $U_m = X_C I_m$ или $I_m = B_C U_m$, где $X_C = 1/B_C = 1/(\omega C)$ 2) $\dot{U}_m = \underline{Z}\dot{I}_m = -jX_C \dot{I}_m$ или $\dot{I}_m = \underline{Y}\dot{U}_m = jB_C \dot{I}_m;$ $\underline{Y} = 1/\underline{Z} = j\omega C = jB_C,$ где $B_C = \omega C$ — реактивная (емкостная) проводимость; $X_C = 1/B_C = 1/(\omega C)$ — реактивное (емкостное) сопротивление

Элемент	Изображения $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$ на комплексной плоскости	Векторная диаграмма ($\dot{U}_m = U_m \angle \psi_u$; $\dot{I}_m = I_m \angle \psi_i$)	Графики $i(t)$, $u(t)$, $p(t)$, $w(t)$
1	5	6	7
Резистивный (сопротивление R) 			$p = I_m U_m \sin^2(\omega t + \psi_i) =$ $= \frac{I_m U_m}{2} [1 - \cos 2(\omega t + \psi_i)]$  $P_{cp} = \frac{1}{T} \int p dt = I_m U_m / 2$
Индуктивный (индуктивность L) 			$p = I_m U_m \sin(\omega t + \psi_i) \cos(\omega t + \psi_i) =$ $= \frac{I_m U_m}{2} \sin 2(\omega t + \psi_i)$ 

Элемент	Изображения $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$ на комплексной плоскости	Векторная диаграмма ($\dot{U}_m = U_m \angle \psi_u$; $\dot{I}_m = I_m \angle \psi_i$)	Графики $i(t)$, $u(t)$, $w(t)$
1	5	6	7
ЕМКОСТНЫЙ (емкость C) 			$p = I_m U_m \sin(\omega t + \psi_u) \cos(\omega t + \psi_u) =$ $= \frac{I_m U_m}{2} \sin 2(\omega t + \psi_u)$ 

§ 2.4. Законы Ома и Кирхгофа для линейных цепей синусоидального тока

Рассмотрение синусоидальных токов и напряжений в резистивном, индуктивном и емкостном элементах (см. табл. 2.1) позволяет для линейных цепей синусоидального тока обобщить законы Ома и Кирхгофа и представить их в форме, приведенной в табл. 2.2, где $\underline{Z}_k = R_k + jX_k = R_k + j\left(\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k}\right) = Z_k e^{j\varphi_k} = Z_k^< \varphi_k$ — комплексное сопротивление ветви k ; $Z_k = |\underline{Z}_k| = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}$ — модуль комплексного сопротивления или полное сопротивление; $\arctg(X_k/R_k) = \varphi_k$ — аргумент комплексного сопротивления ветви k или угол, на который ток i_k отстает от напряжения u_k .

Если ветвь состоит только из резистивного элемента сопротивлением R_k , то $\varphi_k = 0$, если ветвь содержит только индуктивный элемент (L_k), то $\varphi_k = \pi/2$, а если только емкостный (C_k), то $\varphi_k = -\pi/2$.

Таблица 2.2

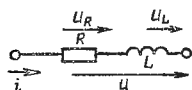
Закон	Математические выражения	
	для мгновенных значений	для комплексных значений
	В общем виде $\dot{U} = \underline{Z}\dot{I}; \dot{I} = \underline{Y}\dot{U}$	
Закон Ома	Для резистивного элемента $u = Ri; i = Gu$	Для резистивного элемента $\underline{Z} = R = 1/G; \underline{Y} = G = 1/R$
	Для индуктивного элемента $u = L \frac{di}{dt}; i = \frac{1}{L} \int u dt$	Для индуктивного элемента $\underline{Z} = j\omega L = jX_L;$ $\underline{Y} = 1/(j\omega L) = -jB_L$
	Для емкостного элемента $i = C \frac{du}{dt}; u = \frac{1}{C} \int i dt$	Для емкостного элемента $\underline{Z} = 1/(j\omega C) = -jX_C;$ $\underline{Y} = j\omega C = jB_C$
Первый закон Кирхгофа (для узла)	$\sum_k i_k = 0$	$\sum_k \dot{I}_k = 0$
Второй закон Кирхгофа (для контура)	$\sum_k u_k = 0;$ $\sum_k \left(R_k i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + \frac{1}{C} \int i_k dt \right) = \sum e_k$	$\sum_k \dot{U}_k = 0; \sum_k \underline{Z}_k \dot{I}_k = \sum \dot{E}_k$

§ 2.5. Соединения активных (резистивных) и реактивных (индуктивных или емкостных) элементов цепи синусоидального тока

Синусоидальные токи и напряжения на зажимах двухполюсников, состоящих из резистивного элемента и параллельно (последовательно) соединенного с ним индуктивного (емкостного) элемента, приведены в табл. 2.3. Там же показаны комплексные изображения синусоидальных величин $\dot{U}$ и $\dot{I}$, а также операторов $\underline{Z}$ или $\underline{Y}$. Во всех случаях $X_L = \omega L$, $B_L = 1/(\omega L)$, $X_C = 1/(\omega C)$, $B_C = \omega C$.

Схема	Уравнение для мгновенных значений i и u	Связь между $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ и $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$	Закон Ома в комплексной форме ($\underline{Z} = R + jX = Ze^{j\varphi}$; $\underline{Y} = G - jB = Ye^{-j\varphi}$)
1	2	3	4

Последовательное соединение R и L

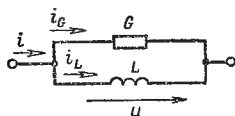


По второму закону Кирхгофа,
 $u = u_R + u_L = Ri + L \frac{di}{dt}$

$$\begin{aligned}
 u &= RI_m \sin(\omega t + \psi_i) + \omega LI_m \cos(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \\
 U_m &= ZI_m = I_m \sqrt{R^2 + X_L^2}; \\
 X_L &= \omega L; \\
 \psi_u &= \psi_i + \arctg \frac{\omega L}{R}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{U} &= \underline{Z}\underline{I}; \quad \underline{I} = \underline{Y}\underline{U}, \\
 \text{где } \underline{Z} &= R + jX_L; \\
 \underline{Y} &= \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{R - jX_L}{R^2 + X_L^2}
 \end{aligned}$$

Параллельное соединение G и L

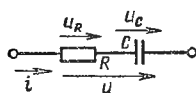


По первому закону Кирхгофа,
 $i = i_G + i_L = Gu + \frac{1}{L} \int u dt$

$$\begin{aligned}
 i &= GU_m \sin(\omega t + \psi_u) - \frac{1}{\omega L} U_m \cos(\omega t + \psi_u) = I_m \sin(\omega t + \psi_i); \\
 I_m &= YU_m = U_m \sqrt{G^2 + B_L^2}; \\
 B_L &= 1/(\omega L); \\
 \psi_i &= \psi_u - \arctg \frac{1}{\omega LG}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{I} &= \underline{Y}\underline{U}; \quad \underline{U} = \underline{Z}\underline{I}, \\
 \text{где } \underline{Y} &= G + jB_L; \\
 \underline{Z} &= \frac{G + jB_L}{G^2 + B_L^2}
 \end{aligned}$$

Последовательное соединение R и C

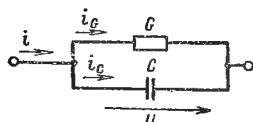


По второму закону Кирхгофа,
 $u = u_R + u_C = Ri + \frac{1}{C} \int i dt$

$$\begin{aligned}
 u &= RI_m \sin(\omega t + \psi_i) = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos(\omega t + \psi_i) = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \\
 U_m &= ZI_m = I_m \sqrt{R^2 + X_C^2}; \\
 X_C &= 1/(\omega C); \\
 \psi_u &= \psi_i - \arctg \frac{1}{\omega RC}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{U} &= \underline{Z}\underline{I}; \quad \underline{I} = \underline{Y}\underline{U}, \\
 \text{где } \underline{Z} &= R - jX_C; \\
 \underline{Y} &= \frac{R + jX_C}{R^2 + X_C^2}
 \end{aligned}$$

Параллельное соединение G и C

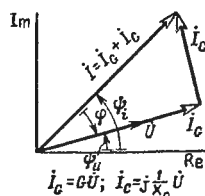
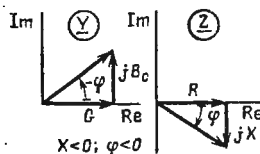
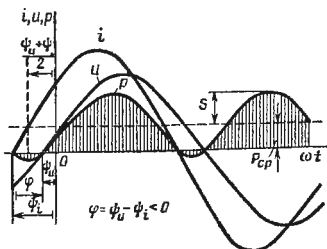
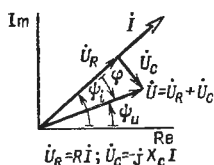
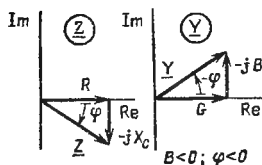
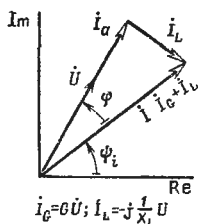
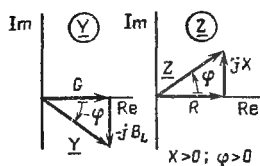
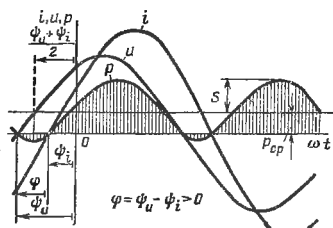
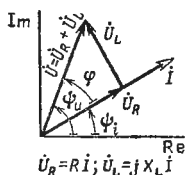
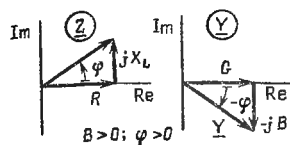


По первому закону Кирхгофа,
 $i = i_G + i_C = Gu + C \frac{du}{dt}$

$$\begin{aligned}
 i &= GU_m \sin(\omega t + \psi_u) + \omega CU_m \cos(\omega t + \psi_u) = I_m \sin(\omega t + \psi_i); \\
 I_m &= YU_m = U_m \sqrt{G^2 + B_C^2}; \\
 B_C &= \omega C; \\
 \psi_i &= \psi_u + \arctg \frac{\omega C}{G}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{I} &= \underline{Y}\underline{U}; \quad \underline{U} = \underline{Z}\underline{I}; \\
 \text{где } \underline{Y} &= G + jB_C; \\
 \underline{Z} &= \frac{G - jB_C}{G^2 + B_C^2}
 \end{aligned}$$

Изображение $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$ на комплексной плоскости	Векторная диаграмма ($\underline{\dot{U}} = U \angle \psi_u$; $\underline{\dot{I}} = I \angle \psi_i$)	Графики $i(t)$, $u(t)$ и $p(t)$; $p = ui =$ $= U_m I_m \sin(\omega t + \psi_u) \sin(\omega t + \psi_i) =$ $= 0,5 U_m I_m [\cos(\psi_u - \psi_i) -$ $- \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)] =$ $= P_{cp} - S \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)$.
5	6	7



§ 2.6. Эквивалентность последовательных и параллельных схем замещения ветвей цепи переменного тока при фиксированной частоте ω

Для последовательной (а) схемы замещения $\underline{Z}_a = R_a + jX_a = 1/\underline{Y}_a$, а для параллельной (б) $\underline{Y}_b = G_b - jB_b = 1/\underline{Z}_b$. Эти схемы эквивалентны, если

$$\underline{Z}_a \underline{Y}_b = 1; R_a = G_b / (G_b^2 + B_b^2), X_a = B_b / (G_b^2 + B_b^2)$$

или

$$G_b = R_a / (R_a^2 + X_a^2); B_b = X_a / (R_a^2 + X_a^2). \quad (2.11)$$

Для резистивно-индуктивных цепей (рис. 2.3) $X_a = \omega L_a$; $G_b = 1/R_b$; $B_b = 1/(\omega L_b)$. Эти схемы эквивалентны, если

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{R_b (\omega L_b)^2}{R_b^2 + (\omega L_b)^2}; & L_a &= \frac{L_b (R_b)^2}{R_b^2 + (\omega L_b)^2}; \\ R_b &= \frac{R_a^2 + (\omega L_a)^2}{R_a}; & L_b &= \frac{R_a^2 + (\omega L_a)^2}{\omega^2 L_a}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Для схем на рис. 2.3, а, б построены векторные диаграммы $\dot{I}$, $\dot{U}$, $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$ при $\psi_i = 0$ и $\psi_u = \varphi$ (рис. 2.3, в, г). Условие эквивалентности выполняется при $\omega = \omega_1$. Если частота изменяется, то условия эквивалентности нарушаются и концы векторов, изображающих комплексные величины $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$, перемещаются по кривым (прямой или окружности), показанным пунктиром. Если при этом амплитуда тока не меняется, то конец вектора $\dot{U}$ с изменением частоты скользит по кривой подобно вектору $\underline{Z}$.

Пример 2.1. Последовательное соединение резистивного и индуктивного элементов имеет комплексное сопротивление $\underline{Z} = R_a + jX_a = (3 + j4)$ Ом. Определить параметры эквивалентной схемы, состоящей из параллельно соединенных резистивного и индуктивного элементов.

Решение. Согласно (2.12), $R_b = (R_a^2 + X_a^2)/R_a = 25/3$ Ом; $X_b = (R_a^2 + X_a^2)/X_a = 25/4$ Ом.

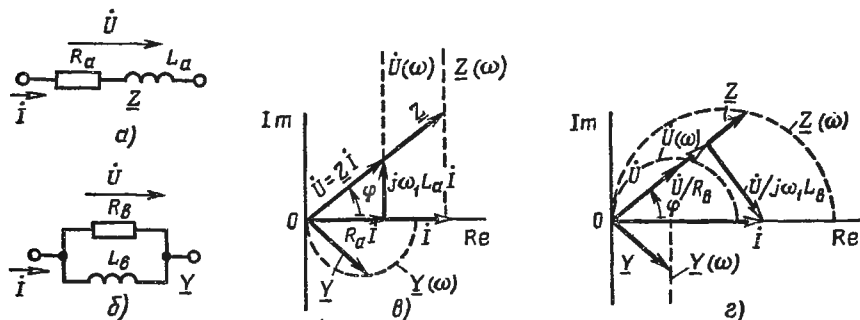


Рис. 2.3

Векторные диаграммы для различных активно-реактивных цепей приведены в табл. 2.3.

Для резистивно-емкостных цепей (рис. 2.4) $X_a = -1/(\omega C_a)$; $G_b = 1/R_b$; $B_b = -\omega C$. Эти схемы эквивалентны, если

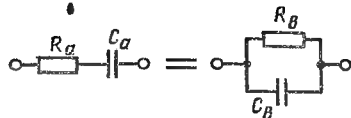


Рис. 2.4

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{R_b}{1 + (\omega R_b C_b)^2}; & C_a &= \frac{1 + (\omega R_b C_b)^2}{C_b (\omega R_b)^2}; \\ R_b &= \frac{1 + (\omega R_a C_a)^2}{R_a (\omega C_a)^2}; & C_b &= \frac{C_a}{1 + (\omega R_a C_a)^2}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

§ 2.7. Применение принципов и методов расчета линейных цепей постоянного тока к линейным цепям синусоидального тока

Все принципы и методы расчета линейных цепей постоянного тока (см. гл. 1) применимы к линейным цепям переменного тока одной частоты при переходе к комплексным уравнениям цепей переменного синусоидального тока (см. § 2.4). При этом во всех уравнениях, приведенных в § 1.3–1.6, вместо I , J , U и E следует писать комплексные изображения синусоид $\dot{I}$, $\dot{J}$, $\dot{U}$ и $\dot{E}$, вместо R , K , G , H , A , B , C и D — комплексные операторы $\underline{Z}$, $\underline{K}$, $\underline{Y}$, $\underline{H}$, $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$ и $\underline{D}$, преобразующие синусоиды с соответствующими индексами.

Пример 2.2. Найти параметры эквивалентного двухполюсника, состоящего из n параллельно включенных источников одной частоты ω с э. д. с. E_i и сопротивлениями Z_i .

Решение. Согласно формуле двух узлов (см. § 1.3) получаем

$$\dot{E}_{\text{эк}} = \frac{\sum_{i=1}^n (\dot{E}_i / \underline{Z}_i)}{\sum_{i=1}^n (1 / \underline{Z}_i)} = \frac{\sum_{i=1}^n \underline{Y}_i \dot{E}_i}{\sum_{i=1}^n \underline{Y}_i}; \quad \underline{Z}_{\text{вх}} = 1 / \sum \underline{Y}_i \quad (2.14)$$

где $\underline{Y}_i = 1 / \underline{Z}_i$.

Пусть $n = 3$; $\dot{E}_1 = 100$ В; $\underline{Z}_1 = (2 + j2)$ Ом; $\underline{Z}_2 = -j4$ Ом; $\underline{Z}_3 = 4$ Ом; $\dot{E}_2 = \dot{E}_3 = 0$. Тогда $\underline{Y}_1 = 1 / \underline{Z}_1 = (0,25 - j0,25)$ См; $\underline{Y}_2 = j0,25$ См; $\underline{Y}_3 = 0,25$ См. Следовательно, $\dot{E}_{\text{эк}} = \underline{Y}_1 \dot{E}_1 / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3) = (50 + j50)$ В; $\underline{Z}_{\text{вх}} = 1 / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3) = 2$ Ом.

В соответствии с принципом компенсации для определения напряжений на резистивном ($u_R = Ri$), индуктивном ($u_L = L \frac{di}{dt}$) и емкостном ($u_C = \frac{1}{C} \int i dt$) элементах э. д. с. эквивалентного источника напряжения принимается равной соответствующему напряжению на элементе; она направлена навстречу току в элементе (рис. 2.5). Напряжение эквивалентного источника напряжения зависит от тока в элементе. При синусоидальных токах для резистивного элемента $\dot{E} = R\dot{I}$, для индуктивного $\dot{E} = j\omega L\dot{I}$, а для емкостного $\dot{E} = \dot{I}/(j\omega C)$.

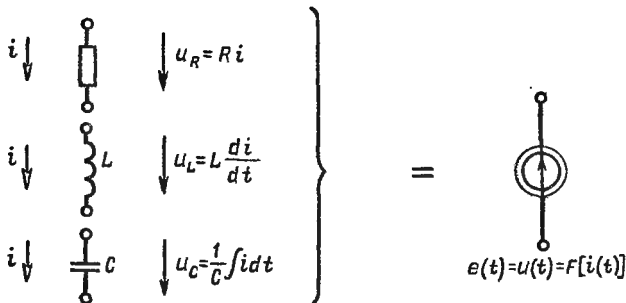


Рис. 2.5

§ 2.8. Частотные годографы и характеристики последовательных и параллельных схем соединения активных (резистивных) элементов с реактивными (индуктивными или емкостными)

Частотным годографом называют геометрическое место конца вектора, изображающего комплексную величину, при изменении частоты ω в широких пределах, например от 0 до ∞ .

Частотной характеристикой называют зависимость модуля или одной из координат вектора, изображающего комплексную величину, от частоты или логарифма частоты.

В табл. 2.4 приведены частотные годографы $\underline{Z}$ и $\underline{Y}$ и частотные характеристики R , X , G , B при последовательном и параллельном соединении активных (резистивных) и реактивных (индуктивных и емкостных) элементов цепи синусоидального тока. Все построения выполнены для комплексных сопротивлений $\underline{Z} = R + jX$ и проводимостей $\underline{Y} = G - jB$, выражаемых уравнениями (2.11) — (2.13). Последовательное и параллельное соединения обозначены соответственно индексами a и b . Для резистивно-индуктивной цепи годографы аналогичны пунктирным кривым на рис. 2.3. Частотные годографы построены слева во вторых квадрантах, частотные характеристики R и G — справа в первом квадранте, а частотные характеристики X и B — справа в четвертом квадранте плоскости чертежа.

Частотные характеристики даны для двух различных масштабов частот: линейного [$R(\omega/\omega_0)$, $G(\omega/\omega_0)$, $X(\omega/\omega_0)$ и $B(\omega/\omega_0)$] и логарифмического [$R \lg(\omega/\omega_0)$; $G \lg(\omega/\omega_0)$; $X \lg(\omega/\omega_0)$ и $B \lg(\omega/\omega_0)$].

Построение частотных характеристик в функции логарифма частоты дает возможность проследить частотную зависимость в более широком диапазоне изменения частот. Для RL -цепей $\omega_0 = R/L$, а для RC -цепей $\omega_0 = 1/(RC)$. Для удобства изображения некоторые графики выполнены для сопряженных комплексов $\underline{Z}^* = R - jX$; $\underline{Y}^* = G + jB$.

Таблица 2.4

Схема соединения	Частотные годографы	Частотные характеристики	
		линейный масштаб	логарифмический масштаб

Последовательное соединение R и L

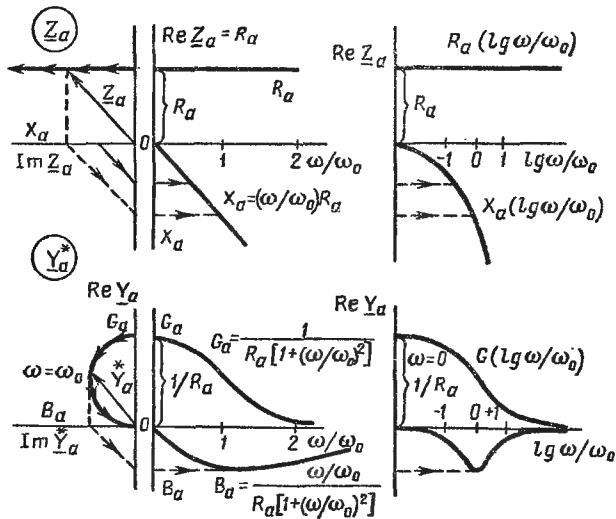
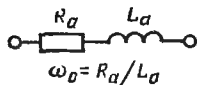


Схема соединения	Частотные годографы	Частотные характеристики	
		линейный масштаб	логарифмический масштаб

Параллельное соединение
 R и L

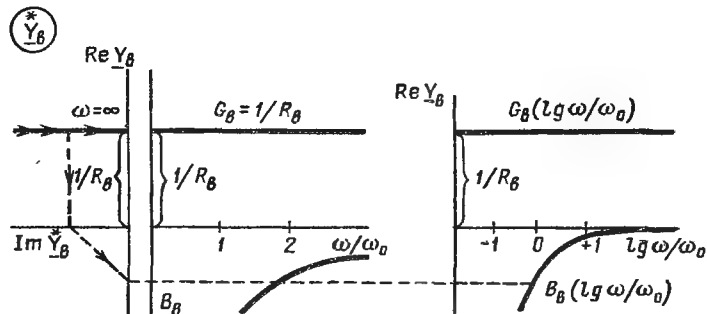
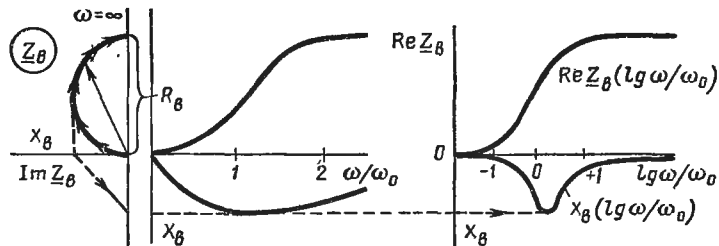
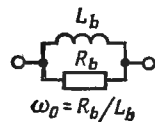


Схема соединения	Частотные годографы	Частотные характеристики	
		линейный масштаб	логарифмический способ

Последовательное соединение
R и C

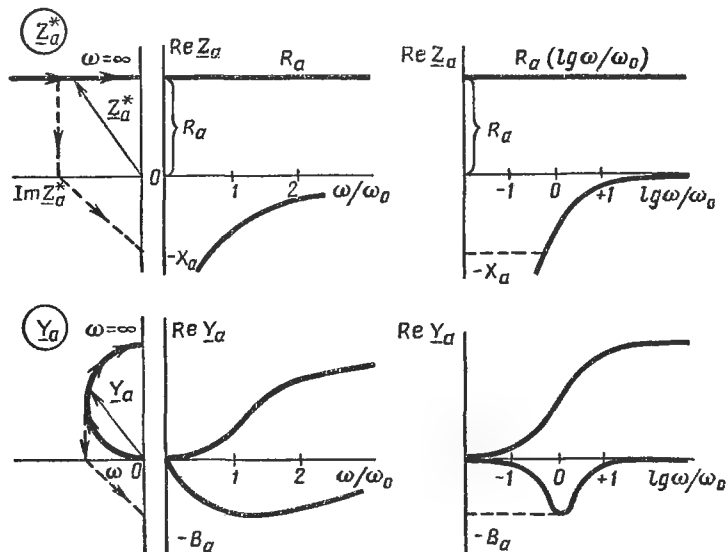
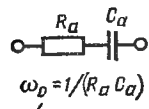
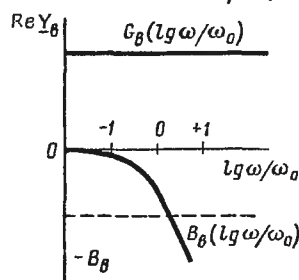
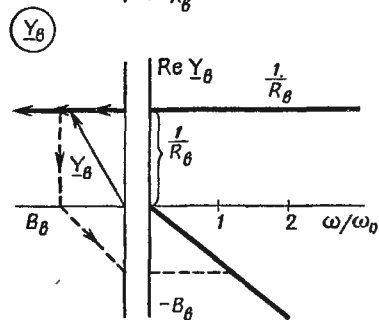
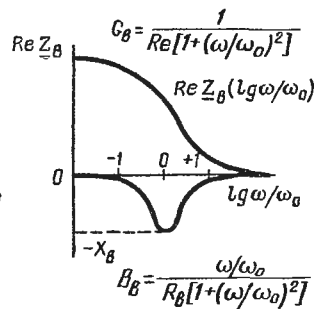
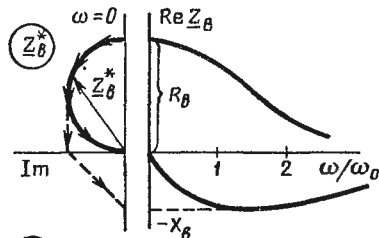
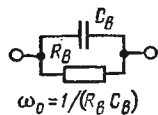


Схема соединения	Частотные годографы	Частотная характеристика	
		линейный масштаб	логарифмический масштаб

Параллельное соединение R
и C



§ 2.9. Мощность в цепи синусоидального тока

Мощность в электрической цепи характеризует скорость передачи электрической энергии. При синусоидальном токе она в течение периода может изменять знак (см. табл. 2.1, 2.3).

Мгновенная мощность синусоидального тока равна сумме постоянной, не зависящей от времени величины и переменной синусоидальной составляющей, изменяющейся во времени с частотой в два раза большей, чем частоты синусоидального тока. Кроме мгновенной, зависящей от времени мощности передача энергии в цепи синусоидального тока характеризуется тремя не зависящими от времени значениями активной P , реактивной Q и полной S мощностей (табл. 2.5).

Отношение $P/S = \cos \varphi$ называют *коэффициентом мощности*; оно определяет степень использования источника питания.

Активная, реактивная и полная мощности (табл. 2.5) могут быть выражены одним комплексным числом $\underline{S}$, называемым *комплексной мощностью*.

Баланс мощностей в цепи синусоидального тока. Сумма мощностей источников равна сумме мощностей приемников:

$$\sum_k \dot{E}_k^* \dot{I}_k = \sum_k \dot{U}_k^* \dot{I}_k = \sum_k \underline{Z}_k I_k^2;$$

$$\sum P_{\text{и}} = \sum P_{\text{п}}; \sum Q_{\text{и}} = \sum Q_{\text{п}}$$

Таблица 2.5

Вид мощности	Математическое выражение
Мгновенная	$p = u_i = UI [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \psi_u + \psi_i)] =$ $= P - S \cos (2\omega t + \psi_u + \psi_i)$
Активная (среднее значение мгновенной мощности за период)	$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = UI \cos \varphi$
Реактивная (положительная для индуктивной нагрузки; отрицательная для емкостной нагрузки)	$Q = UI \sin \varphi$ Для индуктивной нагрузки $Q = Q_L > 0$, для емкостной нагрузки $Q = -Q_C < 0$
Полная (амплитуда колебания мгновенной мощности)	$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}$
Комплексная	$\underline{S} = P + jQ = \underline{Z} I^2 = \dot{U} \dot{I}^* = S e^{j\varphi} = UI (\cos \varphi + j \sin \varphi)$

§ 2.10. Резонанс напряжений и токов

Резонансом называют условие, когда в цепи, содержащей индуктивные и емкостные элементы, сумма реактивных мощностей приемников равна нулю. Для одного источника отдаваемая им реактивная мощность при резонансе равна нулю и ток совпадает по фазе с напряжением ($\varphi = 0$).

Резонанс в цепи, состоящей из последовательно соединенных индуктивного и емкостного элементов, называют *резонансом напряжений*. Резонанс в цепи, состоящей из параллельно соединенных индуктивного и емкостного элементов, называют *резонансом токов*.

Настройка цепи в резонанс может производиться путем изменения частоты ω , индуктивности L или емкости C элемента.

Вблизи точки резонанса ток в цепи и напряжение на ее участках имеют максимальное или минимальное значение, а частота источника питания мало отличается от собственной частоты рассматриваемого колебательного контура. Условия резонанса: а) совпадение по фазе тока и напряжения; б) максимум или минимум тока или напряжения; в) совпадение собственной и вынужденной частот, одни и те же только для контура без потерь при $R = 0$.

Резонанс напряжений в цепи, состоящей из последовательно соединенных резистивного, индуктивного и емкостного элементов, при изменении частоты источника рассмотрен в табл. 2.6.

При $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $R = \text{const}$

$$X = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right); \quad G = \frac{R}{R^2 + \frac{L}{C} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2};$$

$$B = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{R^2 + \frac{L}{C} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}.$$

Построение выполнено для $R \approx 1,25 \sqrt{L/C}$. Графики $I \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right)$; $U_R \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right)$;

$U_C \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right)$ даны для $I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \frac{L}{C} (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}}$; $U_R = RI$; $U_L =$

$= \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{L}{C}} I$; $U_C = \frac{\omega_0}{\omega} \sqrt{\frac{L}{C}} I$. При этом максимум зависимостей $U_L(\omega)$

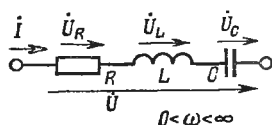
и $U_C(\omega)$ наблюдается при $R < 2\sqrt{L/C}$. Частота $\omega = \omega_L = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - R^2 C / (2L)}}$

при максимуме U_L выше резонансной, а частота $\omega = \omega_C = \omega_0 \sqrt{1 - R^2 C / (2L)}$ при максимуме U_C ниже резонансной частоты ω_0 . При этом $U_{C\text{max}} =$

$$= U_{L\text{max}} = \frac{\sqrt{2} U}{R \sqrt{\frac{C}{L} \left(1 - \frac{R^2 C}{4L} \right)}}$$

Резонанс напряжений в цепи, состоящей из последовательно соединенных резистивного, индуктивного и емкостного элементов, при изменении емкости исследуется на основе уравнения $\underline{Z} = R + j(X_L - 1/(\omega C))$,

Схема



Сопротивление цепи

$$\underline{Z} = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} = R + j(X_L - X_C);$$

$$|\underline{Z}| = Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2};$$

$$\arg \underline{Z} = \varphi = \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_C}{R}$$

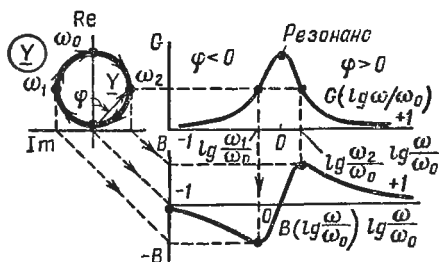
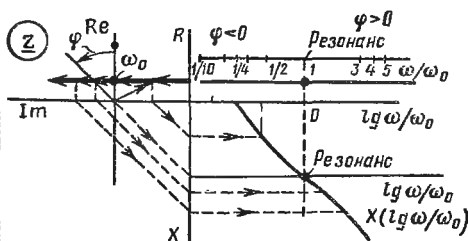
Условие резонанса

$$X_L = X_C; \varphi = 0; \omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

Частотный годограф и частотные характеристики:

для $\underline{Z}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$

для $\underline{Y}(\omega) = G(\omega) - jB(\omega)$

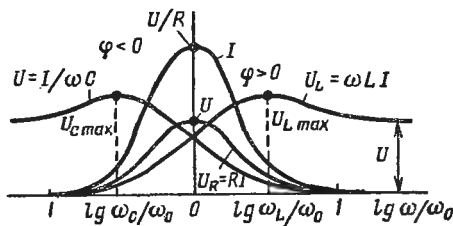


Зависимости $I \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right)$;

$U_R \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right); U_C \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right);$

$U_L \left(\lg \frac{\omega}{\omega_0} \right)$ при $U = \text{const};$

$0 < \omega < \infty; \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$



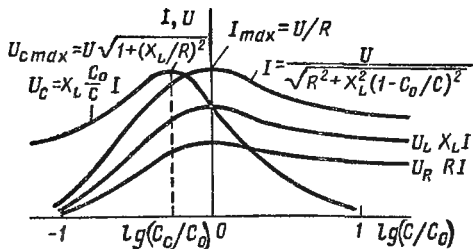


Рис. 2.6

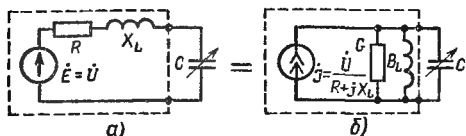


Рис. 2.7

конденсаторе максимально, можно преобразовать источник напряжения с э. д. с. $\dot{E} = \dot{U}$ и входным сопротивлением $Z_{вх} = R + jX_L$ в источник тока, исходя из эквивалентности схем замещения реальных источников (см. § 1.1). Такое преобразование (рис. 2.7, а, б) допустимо только при фиксированной частоте. На рисунках пунктиром выделен активный двух-полюсник с последовательной (рис. 2.7, а) и параллельной (рис. 2.7, б) схемами замещения.

Условия эквивалентности: $j = \dot{U}/Z_{вх}$; $G - jB_L = 1/(R + jX_L) = (R - jX_L)/Z^2$.

Для схемы рис. 2.7, б условием максимума напряжения на конденсаторе является резонанс токов в цепи, наступающий при равенстве B_L и B_C , т. е. при $B_L = X_L/Z^2 = \omega C$. Таким образом, емкость, при которой напряжение на конденсаторе максимально, $C_c = \frac{L}{R^2 + (\omega L)^2} < C_0$.

Резонанс токов в цепи, состоящей из параллельно соединенных резистивно-индуктивного и емкостного элементов, при изменении частоты источника иллюстрирует табл. 2.7.

Резонансная частота $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L}}$ получена из решения уравнения $B(\omega) = 0$. Построение выполнено для $R \approx 0,5 \sqrt{L/C}$. Макси-

мум $B(\omega)$ имеет место при $\omega = \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2CR^2}{L}} - \frac{1}{2} - \frac{CR^2}{L}}$.

Графики $I\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right)$; $I_L\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right)$; $I_C\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right)$ построены для $I_L = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$; $I_C = \omega C U$; $I = \frac{U}{R^2 + \omega^2 L^2} \sqrt{R^2 + \omega^2 [L - C(R^2 + \omega^2 L^2)]^2}$.

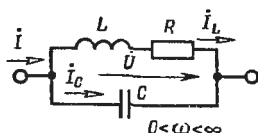
При этом минимум $I(\omega)$ наблюдается для любых параметров цепи при

в котором переменной явля-ется емкость C . Условие резонанса: $X_L = X_C = 1/(\omega C)$ или $C = C_0 = 1/(\omega X_L)$.

На рис. 2.6 показаны гра-фики зависимости I , U_L , U_C и U_R от $\lg(C/C_0)$ при $U = \text{const}$. Построение выпол-нено для $X_L \approx 1,5 R$. Макси-мум I , U_L и U_R имеет место при резонансной емкости C_0 . При этом напряжение на кон-денсаторе U_C меньше макси-мального значения $U_{C\text{max}}$, наблюдаемого при значении емкости, равном C_c .

Для определения емкости, при которой напряжение на

Схема

Проводимость цепи $\underline{Y} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2$

$$\underline{Y}_1 = \frac{1}{R + j\omega L}; \quad \underline{Y}_2 = j\omega C;$$

$$\underline{Y} = \frac{R - j\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} + j\omega C$$

Условие резонанса

$$\text{Im } Y = 0; \quad \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} = \omega C;$$

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L}}.$$

Резонанс возможен при $R < \sqrt{L/C}$

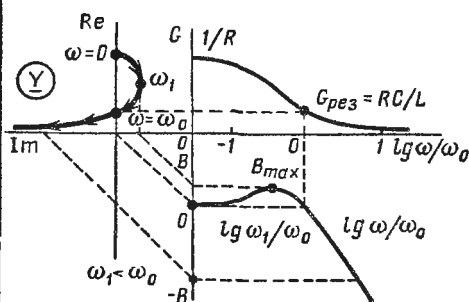
Частотный годограф и частотные характеристики для

$$\underline{Y}(\omega) = G(\omega) - jB(\omega),$$

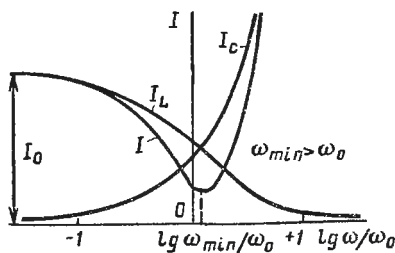
где

$$G(\omega) = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2};$$

$$B(\omega) = \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} - \omega C$$

Зависимости $I\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right),$

$$I_L\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right); I_C\left(\lg \frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

при $U = \text{const}; 0 < \omega < \infty$ 

частоте $\omega = \omega_{\min} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{2CR^2}{L} - \frac{CR^2}{L}}.$

Резонанс токов цепи, состоящей из параллельно соединенных резистивно-индуктивного и емкостного элементов, при изменении емкости

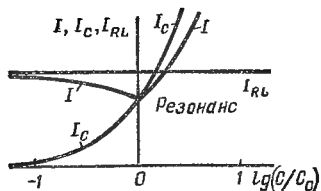


Рис. 2.8

рассматривается на основе выражения для комплексной проводимости цепи:

$$\underline{Y} = G + j(\omega C - B_L),$$

где $G = R/(R^2 + X_L^2)$; $B_L = X_L/(R^2 + X_L^2)$. Переменной является емкость C . Условие резонанса: $\omega C = B_L$ или $C = C_0 = B_L/\omega$. На рис. 2.8 показаны

графики зависимости I_C , I_{RL} и общего тока I от $\lg(C/C_0)$ при $U = \text{const}$. Построение выполнено для $R = X_L$.

§ 2.11. Схемы замещения реальных индуктивных катушек и конденсаторов

Характеристики реальных индуктивных катушек и конденсаторов могут существенно отличаться от характеристик идеальных индуктивных и емкостных элементов. Для учета этих отличий применяют схемы замещения реальных элементов, состоящие из идеальных резистивных, индуктивных и емкостных элементов.

Индуктивная катушка. Простейшая схема замещения катушки, учитывающая сопротивление провода катушки R , потокосцепление ψ , обуславливающее ее индуктивность $L = \psi/i$, и электрическую емкость C между витками катушки, представлена в табл. 2.8. Схема замещения соответствует параллельному соединению резистивно-индуктивного и емкостного элементов, и ее характеристики рассмотрены в § 2.10. Катушка представляет собой резистивно-индуктивный элемент только при частотах $\omega < \omega_1 < \omega_0$, когда ее частотная характеристика практически не отличается от характеристики, приведенной в табл. 2.7.

Реальный элемент	Схема замещения
Катушка	
Конденсатор	

Конденсатор. В качестве конденсатора могут рассматриваться изделия электротехнической промышленности, предназначенные для получения тока, опережающего напряжение на угол, близкий к $\pi/2$ ($-\varphi = \pi/2 - \delta$, где $\delta \ll \pi/2$), или измерительный конденсатор, представляющий собой устройство, предназначенное для измерения электрических параметров материалов, заполняющих пространство между электродами конденсатора.

Схема замещения учитывает различные процессы поляризации материала в электрическом поле конденсатора. В схеме замещения, представленной в табл. 2.8, емкость C_0 характеризует процессы мгновенной поляризации и смещения в вакууме, а проводимость G_0 — сквозную проводимость утечки между электродами, практически не зависящую от частоты приложенного напряжения. Параллельное соединение n резистивно-емкостных элементов соответствует n различным видам поляризации диэлектрика, заполняющего пространство между электродами конденсатора. Для каждого вида поляризации имеется своя постоянная времени $\tau_i = R_i C_i$, называемая *временем релаксации*.

Сопротивление R_0 определяет переходное сопротивление контакта между электродами и подводящими проводами, а индуктивность L_0 обусловлена магнитным потоком тока в цепи конденсатора.

Частотная характеристика реального конденсатора может быть получена путем последовательного соединения двух элементов: первого — с сопротивлением $\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$, второго — с проводимостью

$$\underline{Y} = G_0 + j\omega C_0 + \sum_{i=1}^n \frac{j\omega C_i}{1 + j\omega \tau_i}. \quad (2.15)$$

Схема замещения конденсатора не является однозначной. При одних и тех же частотных характеристиках существует множество

Таблица 2.8

Комплексное сопротивление

$$\underline{Z} = 1/\underline{Y}; \quad \underline{Y} = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L}$$

$$\underline{Z} = \underline{Z}_0 + 1/\underline{Y}; \quad \underline{Y} = G_0 + j\omega C_0 + \sum_{i=1}^n \frac{j\omega C_i}{1 + j\omega \tau_i};$$

$$\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$$

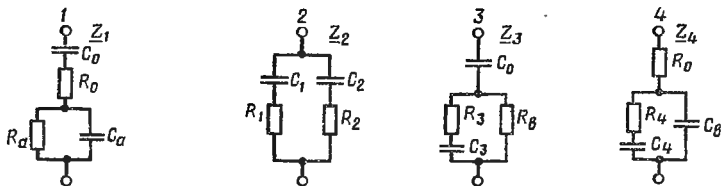


Рис. 2.9

различных эквивалентных схем замещения. Например, четыре схемы, изображенные на рис. 2.9, обладают одинаковыми частотными характеристиками, если выполняются следующие условия эквивалентности этих схем:

$$C_0 = C_1 + C_2 = C_4 + C_b; R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 R_b}{R_3 + R_b};$$

$$C_a = \frac{C_1 C_2 (C_1 + C_2) (R_1 + R_2)^2}{(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2} = C_3 \left(1 + \frac{R_3^2}{R_b^2} \right) = \frac{C_b}{C_4} (C_b + C_4);$$

$$R_a = \frac{(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2}{(R_1 + R_2) (C_1 + C_2)^2} = \frac{R_b^2}{R_3 + R_b} = \frac{R_4 C_4^2}{(C_b + C_4)^2}.$$

Для всех схем $\underline{Z} = \infty$ при $\omega = 0$.

Входное сопротивление каждой схемы выражается через ее параметры следующим образом:

$$\underline{Z}_1 = R_0 + \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{R_a}{1 + j\omega R_a C_a}; \quad \underline{Z}_2 = \frac{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)};$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{R_b \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right)}{R_b + R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}}; \quad \underline{Z}_4 = R_0 + \frac{R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}}{j\omega C_b R_4 + (1 + C_b/C_4)},$$

(2.16)

что соответствует уравнению (2.15) для $G_0 = 0$; $C_0 = 0$; $n = 2$.

Для схем рис. 2.10 выполняется условие эквивалентности при сле-

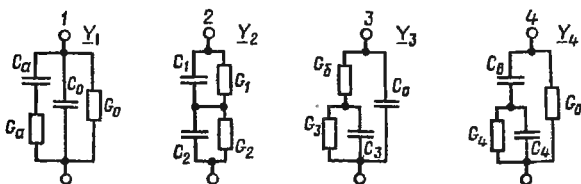


Рис. 2.10

дующем соотношении параметров:

$$C_0 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_4 C_b}{C_4 + C_b}; \quad G_0 = \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2} = \frac{G_3 G_b}{G_3 + G_b};$$

$$C_a = \frac{(C_1 G_2 - C_2 G_1)^2}{(G_1 + G_2)^2 (C_1 + C_2)} = \frac{C_3 G_b^2}{(G_3 + G_b)^2} = \frac{C_b^2}{C_4 + C_b};$$

$$G_a = \frac{(C_1 G_2 - C_2 G_1)^2}{(G_1 + G_2)(C_1 + C_2)^2} = \frac{G_b^2}{G_3 + G_b} = \frac{G_4 C_b^2}{(C_4 + C_b)^2}.$$

Все схемы обладают идентичными частотными характеристиками и $Z = 0$ при $\omega \rightarrow \infty$.

Входную проводимость выражают через параметры схем следующим образом:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_1 &= \frac{j\omega C_a G_a}{G_a + j\omega C_a} + G_0 + j\omega C_0; \quad \underline{Y}_2 = \frac{(G_1 + j\omega C_1)(G_2 + j\omega C_2)}{G_1 + G_2 + j\omega(C_1 + C_2)}; \\ \underline{Y}_3 &= \frac{G_b(G_3 + j\omega C_3)}{G_b + G_3 + j\omega C_3} + j\omega C_0; \quad \underline{Y}_4 = \frac{j\omega C_b(G_4 + j\omega C_4)}{G_4 + j\omega(C_b + C_4)} + G_0, \end{aligned} \quad (2.17)$$

что соответствует уравнению (2.15) для $n = 1$.

§ 2.12. Комплексная емкость и комплексная диэлектрическая проницаемость

В качестве обобщающего параметра конденсатора применяется понятие комплексной емкости конденсатора

$$\underline{C} = \frac{\underline{Y}}{j\omega} = C_0 - j \frac{G_0}{\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{1 + j\omega\tau_i} = C' - jC'',$$

где комплексную проводимость конденсатора $\underline{Y}$ выражают согласно (2.15). Вещественная часть C' комплексной емкости $\underline{C}$ характеризует ток смещения, мнимая C'' — потери в конденсаторе.

Реактивная мощность конденсатора $Q_C = \omega C' U^2$, активная мощность

$$P = \omega C'' U^2.$$

Параметром конденсатора является тангенс угла потерь δ : $\operatorname{tg} \delta = P/Q = C''/C'$.

Для характеристики вещества, заполняющего пространство между электродами конденсатора, используют понятие комплексной диэлектрической проницаемости вещества: $\underline{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$. Если площадь электродов плоского конденсатора S , а расстояние между ними d , то

$$\underline{C} = \underline{\epsilon} \frac{S}{d} = C' - jC'' = \epsilon' \frac{S}{d} - j\epsilon'' \frac{S}{d}.$$

Пользуясь схемой замещения конденсатора, приведенной в § 2.11,

найдем

$$\varepsilon' = \frac{d}{S} C_0 + \frac{d}{S} \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{1 + (\omega\tau_i)^2}; \quad \varepsilon'' = \frac{d}{S} \frac{G_0}{\omega} + \frac{d}{S} \sum_{i=1}^n \frac{\omega\tau_i C_i}{1 + (\omega\tau_i)^2}. \quad (2.18)$$

Обозначив $G_0 \frac{d}{S} = \gamma$; $C_0 \frac{d}{S} = \varepsilon(\infty)$; $C_i \frac{d}{S} = \varepsilon_i$, получим

$$\varepsilon' = \varepsilon(\infty) + \sum_{i=1}^n \frac{\varepsilon_i}{1 + (\omega\tau_i)^2}, \quad \varepsilon'' = \frac{\gamma}{\omega} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega\tau_i \varepsilon_i}{1 + (\omega\tau_i)^2}. \quad (2.19)$$

Переходя от абсолютного ε к относительному значению диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$, где $\varepsilon_0 = 8,865 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — диэлектрическая постоянная, определим относительную комплексную диэлектрическую проницаемость:

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r, \quad (2.20)$$

где

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r(\infty) + \sum_{i=1}^n \frac{\varepsilon_{ri}}{1 + (\omega\tau_i)^2}; \quad \varepsilon''_r = \frac{\gamma}{\omega\varepsilon_0} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega\tau_i \varepsilon_{ri}}{1 + (\omega\tau_i)^2}.$$

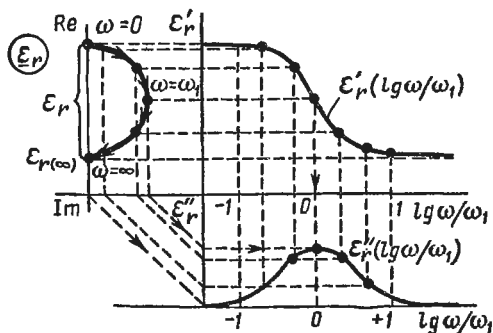
Годографы комплексной относительной диэлектрической проницаемости $\underline{\varepsilon}_r(\omega)$ и частотные характеристики ε'_r и ε''_r для $n=1$ представлены в табл. 2.9. Построение выполнено для $\gamma=0$; $\gamma/\varepsilon=0,1/\tau_1$. Во

Таблица 2.9

Аналитические выражения	$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon_r(\infty) - j \frac{\gamma(0)}{\omega\varepsilon_0} + \frac{\varepsilon_{r1}}{1 + j\omega\tau_1};$ $\varepsilon'_r = \varepsilon_r(\infty) + \frac{\varepsilon_{r1}}{1 + (\omega\tau_1)^2}; \quad \varepsilon''_r = \frac{\gamma(0)}{\omega\varepsilon_0} + \frac{\omega\tau_1 \varepsilon_{r1}}{1 + (\omega\tau_1)^2}$
-------------------------	--

Частотный годограф и частотные характеристики:

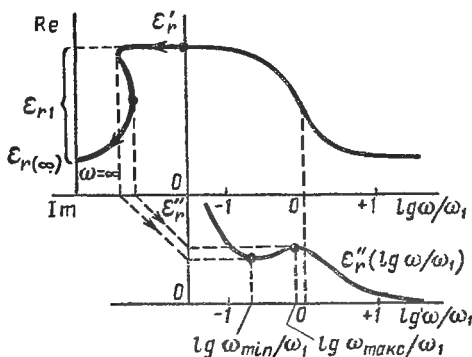
для $\gamma(0)=0$; $\omega_1=1/\tau_1$



Аналитические выражения

$$\varepsilon_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon_r(\infty) - j \frac{\gamma(0)}{\omega\varepsilon_0} + \frac{\varepsilon_{r1}}{1 + j\omega\tau_1};$$

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r(\infty) + \frac{\varepsilon_{r1}}{1 + (\omega\tau_1)^2}; \quad \varepsilon''_r = \frac{\gamma(0)}{\omega\varepsilon_0} + \frac{\omega\tau_1\varepsilon_{r1}}{1 + (\omega\tau_1)^2}$$

для $\gamma(0) \neq 0$; $\omega_1 = 1/\tau_1$ 

втором случае кривая $\varepsilon''_r(\omega)$ имеет две точки экстремума: максимум и минимум. Две точки экстремума имеют место только при $0 < 8\gamma\tau_1 < \varepsilon_1$. При $\gamma\tau_1 = 0$ кривая $\varepsilon''_r(\omega)$ имеет только одну точку экстремума, при $8\gamma\tau_1 > \varepsilon_1$ кривая $\varepsilon''_r(\omega)$ не имеет точек экстремума и ε''_r убывает монотонно с ростом ω .

§ 2.13. Расчет разветвленной цепи синусоидального тока

При расчете разветвленных цепей синусоидального тока полностью применимы все методы, рассмотренные в § 1.3, при записи уравнений Кирхгофа в комплексной форме (см. § 2.4).

Результаты расчета наглядно иллюстрируются топографическими диаграммами.

Топографической называют векторную диаграмму напряжений, в которой каждой точке электрической цепи соответствует определенная точка векторной диаграммы. При этом вектор, соединяющий две точки диаграммы, изображает напряжение между соответствующими точками электрической цепи.

Пример 2.3. Дано (рис. 2.11, а): $\dot{U} = U_{ad}$; $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ и $\underline{Z}_3$. Определить $\dot{U}_{bd}$ и все токи.

Решение. По формуле двух узлов, $\dot{U}_{bd} = \frac{\dot{U}/\underline{Z}_1}{1/\underline{Z}_1 + 1/\underline{Z}_2 + 1/\underline{Z}_3}$. Тогда $\dot{I}_1 = (\dot{U} - \dot{U}_{bd})/\underline{Z}_1$; $\dot{I}_2 = \dot{U}_{bd}/\underline{Z}_2$; $\dot{I}_3 = \dot{U}_{bd}/\underline{Z}_3$.

Для $U = 100$ В; $\underline{Z}_1 = (10 + j10)$ Ом; $\underline{Z}_2 = (10 - j10)$ Ом; $\underline{Z}_3 = j10$ Ом (рис. 2.11, б) получаем $U_{bd} = 50$ В. При этом $\dot{I}_1 = 50/(10 + j10) = (2,5 - j2,5)$ А. $\dot{I}_2 = 50/(10 - j10) = (2,5 + j2,5)$ А; $\dot{I}_3 = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = (-j5)$ А.

Топографическая диаграмма напряжений построена на рис. 2.11, а, а векторная диаграмма токов — на рис. 2.11, з.

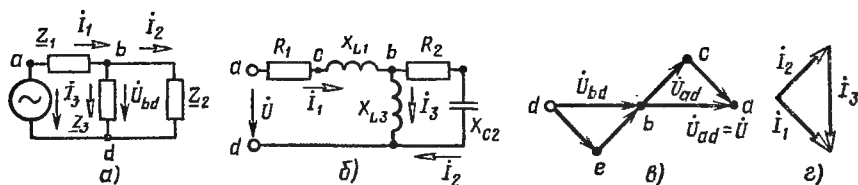


Рис. 2.11

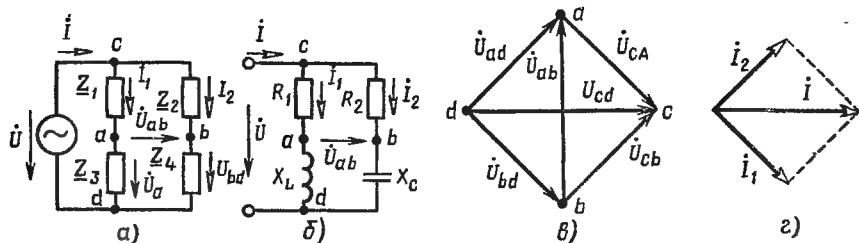


Рис. 2.12

Пример 2.4. Для мостовой схемы (рис. 2.12, а) получения напряжения, сдвинутого по фазе на $\pi/2$, даны напряжение питания $\dot{U} = \dot{U}_{cd}$ и сопротивления в плечах моста $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ и $\underline{Z}_4$. Определить токи и напряжение в диагонали моста.

Решение. По закону Ома, $\dot{I}_1 = \dot{U}/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3)$; $\dot{I}_2 = \dot{U}/(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_4)$.

По второму закону Кирхгофа, напряжение в диагонали моста для контура abd

$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_{ad} - \dot{U}_{bd} = \underline{Z}_3 \dot{I}_1 - \underline{Z}_4 \dot{I}_2 = \left(\frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_4} \right) \dot{U}.$$

Для $\dot{U} = 100$ В; $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = 10$ Ом; $\underline{Z}_3 = j10$ Ом; $\underline{Z}_4 = -j10$ Ом (рис. 2.12, б)

$$\dot{I}_1 = 100/(10 + j10) = (5 - j5) \text{ А}; \quad \dot{I}_2 = 100/(10 - j10) = (5 + j5) \text{ А};$$

$$\dot{U}_{ab} = 10j(5 - j5) - (5 + j5)(-10j) = 100j \text{ В}.$$

Топографическая диаграмма напряжений и векторная диаграмма токов построены на рис. 2.12, в, г.

§ 2.14. Падение и потеря напряжения при передаче синусоидального тока

Схема линии передачи от источника к приемнику показана на рис. 2.13, а. Схема замещения без учета емкости и проводимости изоляции линии изображена на рис. 2.13, б, где R_n и X_n — активное и индуктивное сопротивления линии ($\underline{Z}_n = R_n + jX_n$); $\underline{Z}_n = R_n + jX_n$ — комплексное сопротивление приемника.

Падением напряжения называют модуль разности комплексов напряжений в начале и конце линии:

$$|\Delta \dot{U}| = |\dot{U}_1 - \dot{U}_2| = \underline{Z}_n I = \frac{\underline{Z}_n}{\underline{Z}_n} U_2. \quad (2.21)$$

Падение напряжения всегда положительно.

Потерей напряжения называют разность модулей комплексов напряжений в начале и конце линии:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \left(\left(1 + \frac{Z_{\text{л}}}{Z_{\text{п}}} \right) - 1 \right) U_2. \quad (2.22)$$

Потеря напряжения в зависимости от вида приемника может иметь различные знаки.

При индуктивной нагрузке $\varphi_{\text{п}} > 0$; $\Delta U > 0$, при емкостной нагрузке $\varphi_{\text{п}} < 0$ и потеря напряжения ΔU может оказаться отрицательной.

Пример 2.5. Дано: $Z_1 = (1 + j5)$ Ом; $Z_{\text{п}} = (10 - j10)$ Ом. Определить падение и потерю напряжения.

Решение. Вычисляем $Z_{\text{л}} = \sqrt{1^2 + 5^2} = 5,1$ Ом; $Z_{\text{п}} = 10/\sqrt{2} = 14,1$ Ом. По формуле (2.21), $|\Delta U| = \frac{Z_{\text{л}}}{Z_{\text{п}}} U_2 = 0,36 U_2$. Подставив в (2.22) $U_1 = \left| \frac{Z_{\text{л}} + Z_{\text{п}}}{Z_{\text{п}}} \right| U_2 = 0,86 U_2$, найдем $\Delta U = -0,14 U_2$, т. е. напряжение в конце линии больше, чем в начале.

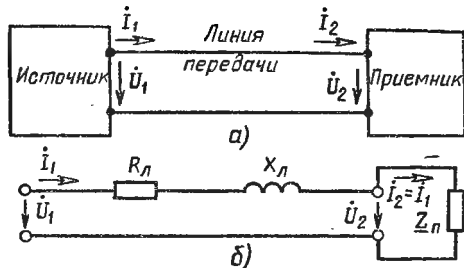


Рис. 2.13

§ 2.15. Цепи с взаимной индуктивностью

Если магнитное поле одной катушки частично сцеплено с витками другой катушки, то эти катушки индуктивно связаны и связь между ними характеризуется взаимной индуктивностью катушек M . Э. д. с., наводимая током i_1 первой катушки во второй, $e_{21} = M_{21} \frac{di_1}{dt}$. Э. д. с., наводимая током i_2 второй катушки в первой, $e_{12} = M_{12} \frac{di_2}{dt}$.

В качестве положительных направлений э. д. с. выбраны направления, противоположные направлениям токов, поэтому в выражениях для э. д. с. отсутствует знак минус.

Для двух катушек выполняется принцип взаимности: $M_{21} = M_{12} = M$. Коэффициент связи между катушками $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} < 1$, где L_1, L_2 — собственные индуктивности катушек.

Индуктивная связь между катушками зависит от направления намотки их витков. Один из выводов каждой катушки помечают точкой так, чтобы токи, одинаково (согласно) направленные относительно этих точек, приводили к одинаковому знаку э. д. с., наводимых в катушках своим током и током другой катушки (рис. 2.14, а):

$$e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \quad e_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}. \quad (2.23)$$

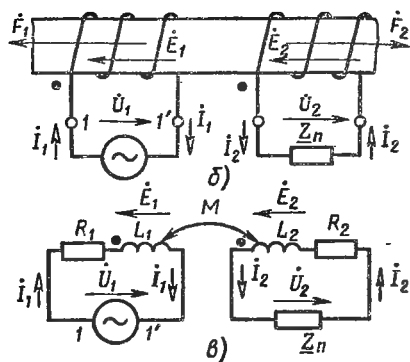
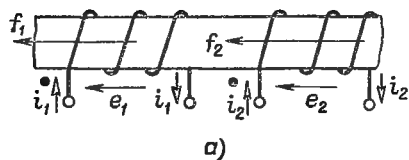


Рис. 2.14

На рисунке показано согласное направление м. д. с. f_1 и f_2 , создаваемых токами i_1 и i_2 . При синусоидальных токах $\dot{E}_1 = j\omega(L_1\dot{I}_1 + M\dot{I}_2)$; $\dot{E}_2 = j\omega(L_2\dot{I}_2 + M\dot{I}_1)$. При противоположном показанному на рисунке направлению тока соответственно изменяется знак наводимой им э. д. с.

Воздушный трансформатор (рис. 2.14, б). С учетом сопротивлений обмоток R_1 и R_2 уравнения, составленные по второму закону Кирхгофа, для цепей первой и второй катушек (рис. 2.14, б) имеют вид

$$\begin{aligned} R_1\dot{I}_1 - \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 = -j\omega(L_1\dot{I}_1 - M\dot{I}_2); \\ R_2\dot{I}_2 + \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 = -j\omega(L_2\dot{I}_2 - M\dot{I}_1) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= j\omega M\dot{I}_1 - (R_2 + j\omega L_2)\dot{I}_2 = \underline{Z}_n\dot{I}_2 \end{aligned}$$

и, следовательно,

$$\dot{I}_2 = \frac{j\omega M\dot{I}_1}{R_2 + \underline{Z}_n + j\omega L_2}.$$

Положительное направление, выбранное для э. д. с. первой катушки, противоположно положительному направлению, обозначенному для тока, как принято для приемника, а положительное направление, выбранное для э. д. с. второй катушки, совпадает с положительным направлением, обозначенному для тока, как это принято для источника (см. § 1.1).

Входное сопротивление цепи первой катушки

$$\underline{Z}_{1\text{вх}} = \dot{U}_1/\dot{I}_1 = R_1 + j\omega L_1 + \underline{Z}_{\text{вн}},$$

где $\underline{Z}_{\text{вн}} = \omega^2 M^2 / (R_2 + \underline{Z}_n + j\omega L_2)$ — сопротивление, вносимое цепью второй катушки в контур первой.

При

$$\underline{Z}_n = R_n + jX_n; \quad \omega L_2 = X_2$$

$$\underline{Z}_{\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_n)^2 + (X_2 + X_n)^2} [R_2 + R_n - j(X_2 + X_n)].$$

Так как $\underline{Z}_{\text{вн}}$ имеет положительную вещественную часть, отрицательную мнимую и равно нулю при разомкнутой второй катушке, то замыкание цепи второй катушки приводит к увеличению активной и уменьшению реактивной части входного сопротивления цепи первой катушки.

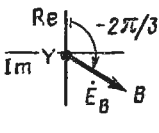
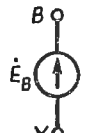
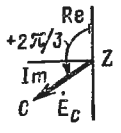
§ 3.1. Трехфазная система э. д. с. и ее математическое описание

Систему трех э. д. с., сдвинутых по фазе одна относительно другой, называют *трехфазной*. Если три э. д. с. системы равны по амплитуде и сдвинуты по фазе одна относительно другой на угол $2\pi/3$, то такую систему называют *симметричной трехфазной системой*. Совокупность устройств, по которым может протекать один из токов трехфазной системы э. д. с., называют *фазой*. Фазы принято обозначать *A, B, C*.

Для трехфазной системы э. д. с. $e_A(t) + e_B(t) + e_C(t) = 0$; $\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0$.

При генерировании, передаче и преобразовании электрической энергии трехфазные цепи имеют ряд преимуществ по сравнению с однофазными: 1) меньший расход меди в проводах; 2) меньший расход стали в трансформаторах; 3) простота получения вращающегося поля в электродвигателях; 4) меньшие пульсации момента на валу роторов генераторов и двигателей.

Таблица 3.1

Фаза	Цвет *	Мгновенное значение э. д. с.	Комплексное изображение э. д. с.	Изображения	
				на топографической диаграмме	на схеме
A	Желтый (ж)	$e_A(t) = E_m \sin \omega t$	$\dot{E}_A = E_m/\sqrt{2} = E_A$		
B	Зеленый (з)	$e_B(t) = E_m \times \sin(\omega t - 2\pi/3)$	$\dot{E}_B = E_A e^{-j\frac{2\pi}{3}} = E_A \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$		
C	Красный (к)	$e_C(t) = E_m \times \sin(\omega t + 2\pi/3)$	$\dot{E}_C = E_A e^{j\frac{2\pi}{3}} = E_A \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$		

* Участки цепи, относящиеся к данной фазе, в распределительном устройстве окрашиваются в цвет, указанный в таблице.

Мгновенные значения э. д. с. трех фаз, их комплексные изображения, а также изображения на топографических диаграммах напряжений и схемах приведены в табл. 3.1. Здесь через A, B, C обозначены начала обмоток, в которых наводятся э. д. с. трех фаз, а через X, Y, Z — их концы.

§ 3.2. Виды соединений источников и приемников трехфазной системы

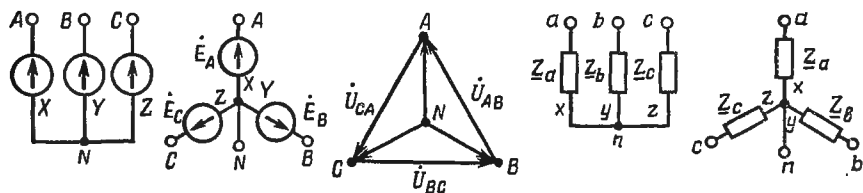
Для источников и приемников трехфазных цепей существует две схемы соединений: 1) звездой, 2) треугольником. В первом случае все концы (X, Y, Z) обмоток источников соединяются между собой. От источника к приемнику ведут четыре провода, три подсоединены к началам трех обмоток (A, B, C), четвертый N — к соединенным между собой концам обмоток. Во втором случае к концу каждой обмотки подсоединяют начало следующей обмотки. При этом образуется замкнутый контур, состоящий из трех источников э. д. с. с различными фазами. Так как сумма э. д. с. фаз равна нулю, то ток в этом контуре отсутствует.

Соединение источника и приемника производят с помощью трех или четырех проводов. При этом образуется трехпроводная или четырехпроводная линия передачи электрической энергии от источника к приемнику. При трехпроводной линии передачи источник и приемник могут быть соединены как треугольником, так и звездой. В последнем случае точка соединения концов обмоток (нейтраль) остается неподключенной и схема не имеет нейтрального провода.

Четырехпроводную линию передачи применяют при соединении

Таблица 3.2

Источник		Топографическая диаграмма	Приемник	
Вариант изображения I	Вариант изображения II		Вариант изображения I	Вариант изображения II
Соединение звездой				



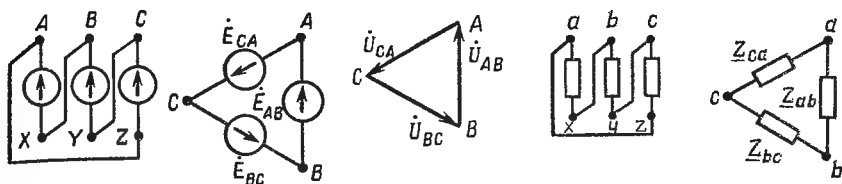
$$\dot{U}_{AN} = \dot{E}_A; \quad \dot{U}_{BN} = \dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right); \quad \dot{U}_{CN} = \dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right);$$

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{AN} - \dot{U}_{BN} = \dot{E}_A \sqrt{3} (\sqrt{3}/2 + j/2); \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_{BN} - \dot{U}_{CN} = -j \dot{E}_A \sqrt{3};$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_{CN} - \dot{U}_{AN} = \dot{E}_A \sqrt{3} (-\sqrt{3}/2 + j/2)$$

$$U_{\pi} = \sqrt{3} U_{\phi}$$

Источник		Топографическая диаграмма	Приемник	
Вариант изображения I	Вариант изображения II		Вариант : изображения I	Вариант изображения II
Соединение звездой				



$$\dot{U}_{AB} = \dot{E}_A; \dot{U}_{BC} = \dot{E}_B = \dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} - j\sqrt{3}/2 \right); \dot{U}_{CA} = \dot{E}_C = \dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$U_{\pi} = U_{\phi}$$

источника и приемника звездой. Один из проводов соединяет точки нейтралей, обозначаемые N для источника и n для приемника.

Схемы соединения источников и приемников и топографические диаграммы напряжений источников приведены в табл. 3.2. Комплексные сопротивления различных фаз приемника при соединении звездой Z_a, Z_b, Z_c , а при соединении треугольником — Z_{ab}, Z_{bc} и Z_{ca} . Источники и приемники соединяют с помощью проводов, подключаемых к точкам A и a, B и b, C и c в трехпроводной линии, а также N и n в четырехпроводной линии. Возможно переключение как источника, так и приемника с одной схемы на другую. При изменении вида соединения источника, например, со звезды на треугольник напряжение между проводами линии (линейное напряжение) уменьшается в $\sqrt{3}$ раз. При аналогичном изменении вида соединения приемника фазное напряжение приемника увеличивается в $\sqrt{3}$ раз. Переключая источник и приемник с соединения звездой на соединение треугольником и обратно, можно изменять фазное напряжение приемника в $\sqrt{3}$ и в 3 раза.

§ 3.3. Четырехпроводная система соединения источников и приемников

Схема соединения источника и приемника звездой с нейтральным проводом показана на рис. 3.1, а. Предполагается, что сопротивлениями проводов линии можно пренебречь. При симметричной схеме приемника, когда $Z_a = Z_b = Z_c = Z$; $\dot{I}_A = \dot{E}_A/Z$; $\dot{I}_B = \dot{E}_B/Z$; $\dot{I}_C = \dot{E}_C/Z$, ток в нейтральном проводе, определяемый по первому закону Кирхгофа, равен нулю:

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = (\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C)/Z = 0.$$

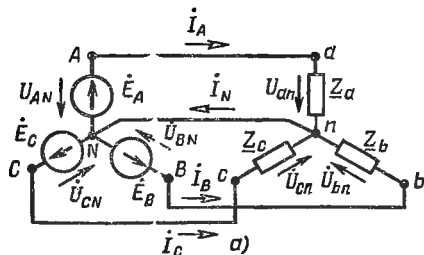
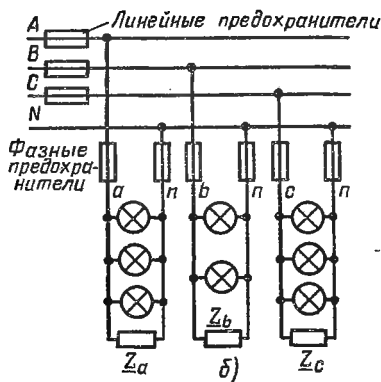


Рис. 3.1



При несимметричной схеме приемника, когда $\underline{Z}_a \neq \underline{Z}_b \neq \underline{Z}_c$, ток в нейтральном проводе не равен нулю:

$$\dot{I}_N = \dot{E}_A / \underline{Z}_a + \dot{E}_B / \underline{Z}_b + \dot{E}_C / \underline{Z}_c \neq 0.$$

Примером несимметричного трехфазного приемника является совокупность различных однофазных приемников (электрических ламп, однофазных двигателей, электронагревателей и др.). Схема питания таких однофазных приемников показана на рис. 3.1, б, где линейные и фазные предохранители (максимальные автоматы) отключают приемники при превышении током заданного значения. Линейные предохранители рассчитаны на большие токи, чем фазные. В нейтральном проводе N линейного предохранителя нет, так как отключение нейтрали приводит к несимметричному распределению напряжений между однофазными приемниками и перегрузке некоторых из них в результате повышения на них напряжения.

Пример 3.1. При несимметричной нагрузке четырехпроводной линии $\underline{Z}_a = R$; $\underline{Z}_b = jX_L$; $\underline{Z}_c = -jX_C$, $R = X_L = X_C$ (рис. 3.2, а) определить ток в нейтральном проводе.

Решение. Токи $\dot{I}_a = \frac{\dot{E}_A}{R}$; $\dot{I}_b = \frac{\dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{jX_L}$; $\dot{I}_c = \frac{\dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{-jX_C}$.

Учитывая равенство абсолютных значений активного и реактивных сопро-

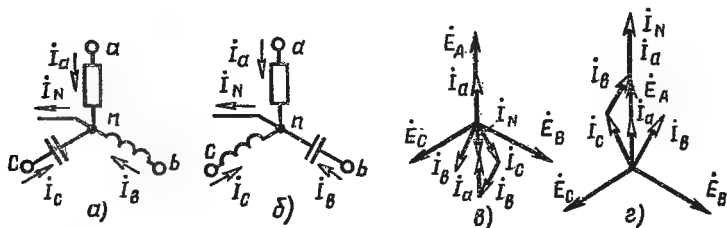


Рис. 3.2

тивлений, получим

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = \frac{\dot{E}_A}{R} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2} \right) = \frac{\dot{E}_A}{R} (1 - \sqrt{3}) \approx -\frac{0,73}{R} \dot{E}_A.$$

Если поменять местами конденсатор и катушку (рис. 3.2, б), то

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{-jX_C}; \quad \dot{I}_c = \frac{\dot{E}_A \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)}{jX_L};$$

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = (1 + \sqrt{3}) \frac{\dot{E}_A}{R} \approx 2,73 \frac{\dot{E}_A}{R}.$$

В этом случае ток в нейтральном проводе в 2,73 раза больше, чем в каждом из линейных проводов. Векторные диаграммы токов для обоих случаев построены на рис. 3.2, в, г.

§ 3.4. Трехпроводная система соединения источников и приемников

Схема соединения источника и приемника звездой без нейтрального провода приведена на рис. 3.3, а. При симметричной нагрузке, когда $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c = \underline{Z}$, напряжение между нейтральной точкой источника N и нейтральной точкой приемника n равно нулю, так как по формуле двух узлов (см. § 2.4),

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{E}_A/\underline{Z}_a + \dot{E}_B/\underline{Z}_b + \dot{E}_C/\underline{Z}_c}{1/\underline{Z}_a + 1/\underline{Z}_b + 1/\underline{Z}_c} = \dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0,$$

и наличие или отсутствие нейтрального провода не изменяет токов в фазах приемника.

При несимметричной нагрузке, когда $\underline{Z}_a \neq \underline{Z}_b \neq \underline{Z}_c$, напряжение $\dot{U}_{nN} \neq 0$. Определив по формуле двух узлов $\dot{U}_{nN}$, можно найти напряжение на каждой фазе приемника:

$$\dot{U}_{an} = \dot{U}_{aN} - \dot{U}_{nN}; \quad \dot{U}_{bn} = \dot{U}_{bN} - \dot{U}_{nN};$$

$$\dot{U}_{cn} = \dot{U}_{cN} - \dot{U}_{nN}.$$

Эти напряжения по модулю могут отличаться одно от другого и меняться с изменением сопротивлений других фаз. Поэтому рассматриваемую схему применяют только для приемников с симметричной нагрузкой. В отдельных случаях ее могут использовать для получения несимметричных систем напряжений трех фаз.

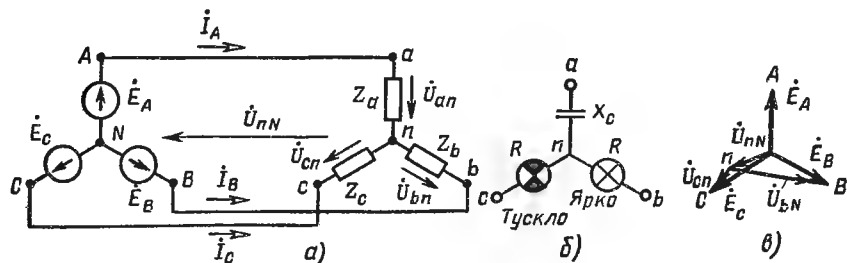


Рис. 3.3

Указатель последовательности фаз. Для трехпроводной линии с одинаковыми напряжениями между фазами на практике бывает важно, обозначив одну из фаз A , определить, которое из напряжений двух других фаз отстает от фазы A и должно быть обозначено фазой B , а которое опережает фазу A и должно быть обозначено фазой C .

Для этой цели применяют схему, показанную на рис. 3.3, б, состоящую из конденсатора, включаемого в фазу A , и двух ламп, включаемых в две другие фазы и соединенных звездой без нейтрального провода. В схеме $\underline{Z}_a = -jX_c$; $\underline{Z}_b = \underline{Z}_c = R$ — сопротивление ламп. Пусть $R = X_c$. Тогда, по формуле двух узлов (2.14),

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{E}_A/\underline{Z}_a + \dot{E}_B/\underline{Z}_b + \dot{E}_C/\underline{Z}_c}{1/\underline{Z}_a + 1/\underline{Z}_b + 1/\underline{Z}_c} = \frac{j\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C}{j+2}$$

или, так как $\dot{E}_B + \dot{E}_C = -\dot{E}_A$,

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{E}_A(j-1)}{j+2} = (0,6j - 0,2)\dot{E}_A.$$

Напряжение на лампе, подключенной к фазе B ,

$$\dot{U}_{Bn} = \dot{E}_B - \dot{U}_{nN} = \dot{E}_A(-0,3 - j1,46),$$

и на лампе, подключенной к фазе C ,

$$\dot{U}_{Cn} = \dot{E}_C - \dot{U}_{nN} = \dot{E}_A(-0,3 - j0,26).$$

Таким образом, $U_{Bn} \approx 1,5E_A$, $U_{Cn} \approx 0,4E_A$ и лампа, подключенная к фазе B , горит ярче, чем лампа, подключенная к фазе C , «указывая» таким образом на фазу B , напряжение которой отстает от фазы A на угол $2\pi/3$. Топографическая диаграмма напряжений для этого случая показана на рис. 3.3, в.

Наиболее распространенной трехпроводной схемой соединения трехфазного приемника является соединение треугольником (рис. 3.4, а). По закону Ома, $\dot{I}_{ab} = \dot{U}_{ab}/\underline{Z}_{ab}$; $\dot{I}_{bc} = \dot{U}_{bc}/\underline{Z}_{bc}$; $\dot{I}_{ca} = \dot{U}_{ca}/\underline{Z}_{ca}$. По первому закону Кирхгофа, $\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}$; $\dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}$; $\dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}$ при симметричной нагрузке $\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca} = \underline{Z}$. В этом случае

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_{ab} - \dot{U}_{ca}}{\underline{Z}} = \frac{\dot{U}_{ab}}{\underline{Z}} \left(\frac{3}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \dot{I}_{ab}\sqrt{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2} \right).$$

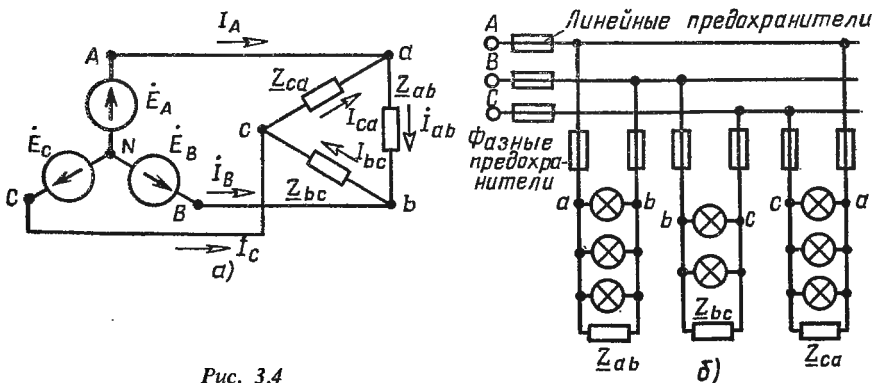


Рис. 3.4

Следовательно, $I_A = \sqrt{3} I_{ab}$, т. е. линейный ток $I_n = \sqrt{3} I_{\phi}$. При этом $U_n = U_{\phi}$. При несимметричной нагрузке $\underline{Z}_{ab} \neq \underline{Z}_{bc} \neq \underline{Z}_{ca}$ и линейные токи $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_C$ могут быть рассчитаны как разности соответствующих фазных токов.

Схема питания однофазных приемников при соединении треугольником показана на рис. 3.4, б.

Пример 3.2. В схеме рис. 3.4, а, б приемник состоит из трех резисторов, соединенных треугольником: $\underline{Z}_{ab} = R_{ab} = 110 \text{ Ом}$; $\underline{Z}_{bc} = R_{bc} = 20 \text{ Ом}$; $\underline{Z}_{ca} = R_{ca} = 5 \text{ Ом}$; Фазное напряжение источника $U_{AN} = E_A = 127 \text{ В}$. Определить токи.

Решение. Напряжения и токи:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{ab} &= \dot{E}_A - \dot{E}_B = 127 \left(\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 220 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \right) \text{ В}; \\ \dot{U}_{bc} &= \dot{E}_B - \dot{E}_C = 127 (-j\sqrt{3}) = -j220 \text{ В}; \\ \dot{U}_{ca} &= \dot{E}_C - \dot{E}_A = 127 \left(-\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 220 \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \right) \text{ В}; \\ \dot{I}_{ab} &= \dot{U}_{ab}/R_{ab} = (\sqrt{3} + j) \text{ А}; \quad \dot{I}_{bc} = \dot{U}_{bc}/R_{bc} = (-j11) \text{ А}; \\ \dot{I}_{ca} &= \dot{U}_{ca}/R_{ca} = (-22\sqrt{3} + j22) \text{ А}.\end{aligned}$$

Действующие значения фазных токов: $I_{ab} = 2 \text{ А}$; $I_{bc} = 11 \text{ А}$; $I_{ca} = 44 \text{ А}$. Линейные токи: $\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca} = (23\sqrt{3} - j21) \text{ А}$; $\dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = (-\sqrt{3} - j12) \text{ А}$; $\dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc} = (-22\sqrt{3} - j33) \text{ А}$. Действующие значения линейных токов: $I_A = 45 \text{ А}$; $I_B = 12 \text{ А}$; $I_C = 52 \text{ А}$. Если в схеме рис. 3.4, б перегорает линейный предохранитель фазы c , то ток в резисторе R_{ab} не изменяется, а токи в резисторах R_{bc} и R_{ca} становятся $I_{bc} = I_{ca} = U_n/(R_{bc} + R_{ca}) = 220/25 = 8,8 \text{ А}$.

При этом напряжение на резисторе R_{bc} $U_{bc} = R_{bc} I_{bc} = 176 \text{ В}$, а на резисторе R_{ca} соответственно $R_{ca} I_{ca} = 44 \text{ В}$.

В примере предполагается, что сопротивления резисторов не зависят от напряжения. Если резисторами являются лампы накаливания, сопротивление которых снижается с уменьшением напряжения, то приведенный расчет носит ориентировочный характер.

§ 3.5. Мощность трехфазных цепей

В общем случае полная мощность трехфазной цепи равна сумме мощностей ее фаз. При соединении звездой

$$\underline{S} = \dot{U}_{an} \dot{I}_A^* + \dot{U}_{bn} \dot{I}_B^* + \dot{U}_{cn} \dot{I}_C^* = P + jQ,$$

$$\text{где } P = U_{an} I_A \cos \varphi_a + U_{bn} I_B \cos \varphi_b + U_{cn} I_C \cos \varphi_c;$$

$$Q = U_{an} I_A \sin \varphi_a + U_{bn} I_B \sin \varphi_b + U_{cn} I_C \sin \varphi_c.$$

При соединении треугольником

$$\underline{S} = \dot{U}_{ab} \dot{I}_{ab}^* + \dot{U}_{bc} \dot{I}_{bc}^* + \dot{U}_{ca} \dot{I}_{ca}^* = P + jQ,$$

где $P = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab} + U_{bc} I_{bc} \cos \varphi_{bc} + U_{ca} I_{ca} \cos \varphi_{ca}$; $Q = U_{ab} I_{ab} \sin \varphi_{ab} + U_{bc} I_{bc} \sin \varphi_{bc} + U_{ca} I_{ca} \sin \varphi_{ca}$.

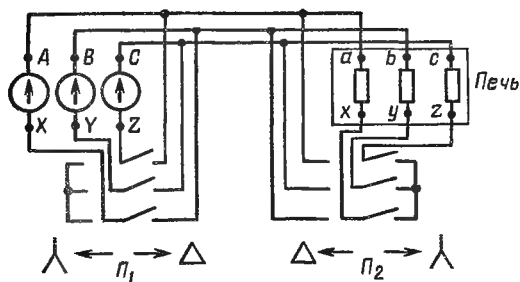


Рис. 3.5

При симметричной нагрузке токи и напряжения всех фаз равны и

$$\begin{aligned} \underline{P} &= 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi = \\ &= \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q &= 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi = \\ &= \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi. \end{aligned}$$

При соединении звездой $U_{\phi} = U_{an} = U_{bc} =$

$$= U_{cn} = U_{\text{л}}/\sqrt{3}; I_{\phi} = I_A =$$

$$= I_B = I_C = I_{\text{л}}; \varphi = \varphi_a =$$

$$= \varphi_b = \varphi_c, \text{ а при соединении треугольником } U_{\phi} = U_{ab} = U_{bc} = U_{ca} = U_{\text{л}}; I_{\phi} = I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_{\text{л}}/\sqrt{3}; \varphi = \varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca}.$$

При изменении вида соединения приемника с треугольника на звезду потребляемая мощность уменьшается в три раза. При изменении вида соединения источника с треугольника на звезду потребляемая мощность увеличивается в три раза.

Трехфазная нагревательная печь. Такая печь состоит из трех одинаковых нагревательных элементов сопротивлениями R (рис. 3.5).

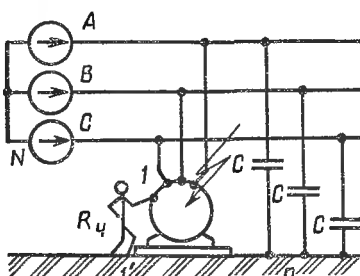
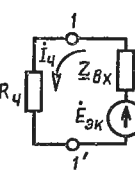
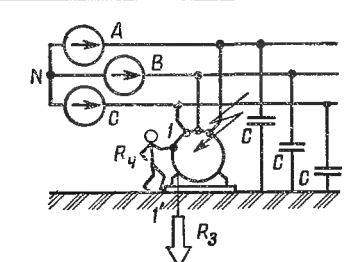
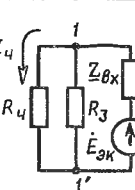
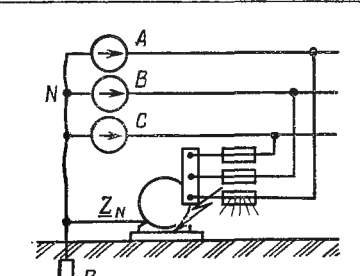
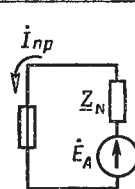
Наименьшую мощность печь имеет, когда оба пакетных переключателя P_1 и P_2 находятся в правом положении, источник соединен треугольником, а приемник — звездой. Если фазные напряжения источника $U_{\text{фл}} = 220$ В, то напряжение на нагревательных элементах $U_{\text{фл}} = 220/\sqrt{3} = 127$ В.

Мощность печи одинакова при соединениях Δ/Δ и Υ/Υ , когда переключатели P_1 и P_2 находятся в противоположных положениях. В этом случае напряжение на нагревательных элементах $U_{\text{фл}} = 220$ В.

Наибольшая мощность выделяется при соединении Υ/Δ , когда оба переключателя P_1 и P_2 находятся в левом положении. При этом напряжение на нагревательных элементах $U_{\text{фл}} = 220\sqrt{3} = 380$ В. Источником питания обычно являются три вторичные обмотки трехфазного трансформатора (см. § 8.4).

§ 3.6. Защитное заземление и зануление трехфазной системы

В табл. 3.3 представлены схемы трехфазной заводской сети при различных условиях защиты персонала от поражения электрическим током. Каждая фаза сети (A, B, C) имеет емкость на землю (C). Если одна из фаз сети, например A, замыкается на корпус электрической машины, то прикосновение человека, стоящего на земле, к корпусу машины опасно для его жизни. Ток, проходящий через тело человека, может быть рассчитан, если рассматривать тело человека как пассивный двухполюсник с сопротивлением $R_{\text{ч}}$, подключенный к точкам 1—1', а всю остальную часть электрической цепи, подсоединенной к тем же точкам, — как активный двухполюсник. Для уменьшения тока через тело человека применяют защитное заземление, включаемое между корпусом машины и землей. Так как

Вид схемы	Схема при коротком замыкании фазы <i>A</i> на корпус машины	Схема замещения	Ток
Без заземления и зануления			$\dot{I}_q = \frac{\dot{E}_{3K}}{R_q + Z_{BX}};$ $Z_{BX} = \frac{1}{3j\omega C};$ $\dot{E}_{3K} = \dot{U}_{AN}$
С заземлением			$\dot{I}_q = \frac{R_3 \dot{E}_{3K}}{Z_{BX}(R_3 + R_q) + R_3 R_q}$ При $R_q \gg R_3$ и $Z_{BX} \gg R_3$ $\dot{I}_q = \frac{R_3 \dot{E}_{3K}}{R_q Z_{BX}}$
С занулением			$\dot{I}_{np} = \dot{E}_A / Z_N$ Предохранитель фазы <i>A</i> перегорает

сопротивление тела человека $R_q = 1000 \div 2000$ Ом, то сопротивление заземления $R_3 \ll R_q$ и, согласно требованиям техники безопасности, $R_3 \leq 4$ Ом. Заземление корпуса машины позволяет обеспечить уменьшение тока прикосновения до значения, не опасного для жизни.

При $1/(\omega C) = 30$ кОм; $R_q = 1$ кОм напряжение $U_{AN} = 220$ В, ток прикосновения при замыкании фазы *A* на землю $I_q = 22$ мА, что опасно для жизни человека. При наличии защитного заземления $R_3 = 4$ Ом ток

прикосновения $I_q \approx 0,088$ мА, что практически безопасно для человека. В обоих случаях этот ток не приводит к отключению повреждений фазы источника.

Для немедленного отключения цепи, замкнувшейся на землю, применяют защитное зануление (см. табл. 3.3). При этом корпус соединяют с нейтральной точкой (N) источника (заземленной). Ток, например в цепи фазы А при замыкании ее на корпус, в этом случае превышает ток срабатывания автомата или перегорания защитного предохранителя. Поврежденная фаза отключается, что предотвращает опасность для жизни человека, прикасающегося к корпусу машины.

ГЛАВА 4

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

§ 4.1. Возникновение переходных процессов в электрических цепях

Процесс в электрической цепи при переходе от одного установившегося режима к другому называют *переходным*. В электрических цепях, содержащих реактивные элементы, накапливающие электрическую или магнитную энергию, переходные процессы возникают при: а) замыкании или размыкании какого-либо участка цепи; б) изменении напряжений или токов источников.

Анализ переходных процессов в цепях производят на интервале времени $0 < t < \infty$. Любые переключения в электрической цепи называют *коммутацией*. Моментом коммутации обычно считают $t = 0$. В момент коммутации энергия, запасенная в индуктивном $Li^2/2$ или емкостном $Cu^2/2$ элементе, не может изменяться скачком и, следовательно, ток в индуктивном и напряжение на емкостном элементах не могут изменяться скачком (законы коммутации). Для расчета переходных процессов применяют три метода: 1) классический, 2) операторный, 3) частотный. В настоящей книге рассматривается только классический метод.

§ 4.2. Решение уравнений, составленных по законам Ома и Кирхгофа для переходных процессов

Для переходных процессов законы Ома и Кирхгофа (см. табл. 2.2), записанные для мгновенных значений, справедливы, однако для тока в индуктивном и напряжения на емкостном элементах необходимо учитывать начальные условия $i_L(0)$ и $u_C(0)$:

$$\begin{aligned} i_L &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt; \\ u_C &= u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt. \end{aligned} \tag{4.1}$$

Система дифференциальных уравнений, составленная по первому и второму законам Кирхгофа, может быть сведена к одному уравнению для любого из токов или напряжений в цепи:

$$\begin{aligned} \frac{d^n i}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} i}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{di}{dt} + a_n i &= f_i(t); \\ \frac{d^n u}{dt^n} + b_1 \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} + \dots + b_{n-1} \frac{du}{dt} + b_n u &= f_u(t), \end{aligned} \quad (4.2)$$

где $a_i = b_i$ — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров (R , L и C) цепи; $f_i(t)$, $f_u(t)$ — функции времени, зависящие от э.д.с. и токов источников.

Решение неоднородного дифференциального уравнения (4.2) классическим методом разбивается на две части: 1) частное решение [принужденная составляющая $i_{пр}(t)$] уравнения (4.2), зависящее от его правой части; 2) общее решение [свободная составляющая $i_{св}(t)$] однородного уравнения без правой части:

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_n e^{p_n t}, \quad (4.3)$$

где $A_1, A_2, \dots, A_n$ — постоянные интегрирования, определенные из начальных условий на основании законов коммутации; $p_1, p_2, \dots, p_n$ — корни характеристического уравнения

$$p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0. \quad (4.4)$$

При отсутствии источников с апериодически изменяющимся напряжением принужденную составляющую $i_{пр}$ определяют как установившееся значение тока $i_{уст}$ при $t \rightarrow \infty$.

Если среди корней характеристического уравнения имеется пара комплексно-сопряженных, например $p_{1,2} = -\beta \pm j\omega_1$, то

$$A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} = A e^{-\beta t} \sin(\omega_1 t + \gamma), \quad (4.5)$$

где A, γ находят из начальных условий.

Пример 4.1. Источник постоянной э.д.с. (рис. 4.1) включают в цепь последовательно с резистивным R и индуктивным L элементами. Определить ток $i(t)$, если при $t = 0$ ток в индуктивном элементе $i(0) = 0$.

Решение. По второму закону Кирхгофа уравнение (4.2) имеет вид

$$Ri + L \frac{di}{dt} = E.$$

Тогда $i_{пр} = i_{уст} = E/R$.

Характеристическое уравнение, согласно (4.4), $R + pL = 0$, откуда

$$p_1 = -R/L \text{ и } i_{св} = A_1 e^{-\frac{R}{L}t}.$$

Так как $i(0) = i_{пр}(0) + i_{св}(0) = 0 = E/R + A_1$, то $A = -E/R$;

$$i = E/R (1 - e^{-\frac{R}{L}t}).$$

Пример 4.2. Параллельно соединенные резистор R и конденсатор C подключены к источнику питания $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ (рис. 4.2). Цепь отключается в момент, когда ток в цепи равен нулю. Определить напряжение на конденсаторе после отключения источника.

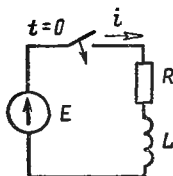


Рис. 4.1

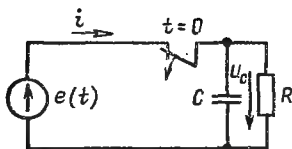


Рис. 4.2

Решение. Ток в цепи до коммутации

$$i = i_R + i_C = \frac{E_m}{R} \sin(\omega t + \psi_e) + \omega C E_m \sin\left(\omega t + \psi_e + \frac{\pi}{2}\right).$$

Так как $i(0) = 0$, то $\sin \psi_e + \omega RC \cos \psi_e = 0$. Отсюда $\psi_e = \operatorname{arctg}(-\omega RC)$;
 $u_C(0) = e(0) = E_m \sin \psi_e = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} E_m$.

По первому закону Кирхгофа,

$$\frac{u_C}{R} + C \frac{du_C}{dt} = 0.$$

Характеристическое уравнение по (4.4)

$$p + \frac{1}{RC} = 0; p_1 = -1/(RC).$$

Тогда $u_{Cпр} = u_{Cуст} = 0$; $u_{Cсв} = A e^{-\frac{t}{RC}} = u_C(0) e^{-\frac{t}{RC}}$.
 Окончательно получим

$$u_C = \frac{\omega R C E_m}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} e^{-\frac{t}{RC}}.$$

§ 4.3. Переключения в цепях с резистивным и индуктивным элементами

Значения переходных токов и напряжений на индуктивном элементе при переключениях в RL -цепях при постоянной ($e = E$) и синусоидальной [$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$] э. д. с. приведены в табл. 4.1. Для постоянной э. д. с. показаны графики $i(t)$ и $u_L(t)$. Переключение производят без разрыва цепи с индуктивным элементом для избежания перенапряжений при ее разрыве (переключатель $1 \rightarrow 2$). Дифференциальное уравнение — первого порядка и характеристическое уравнение имеет один корень (p_1). При $\omega L \gg R$, т. е. $\phi \cong \pi/2$, и подключении источника синусоидальной э. д. с. при $\psi_e = 0$ ток в момент времени $t_1 = \pi/\omega$ достигает значения, в два раза большего установившегося значения

E_m/Z . В этом случае $e^{p_1 t_1} \approx 1$; $[\sin(\pi - \pi/2) - \sin(-\pi/2)] = 2$.

Так как подключение источника происходит в случайный момент времени $0 < \psi_e < 2\pi$, то в зависимости от момента включения максимальное значение переходного тока в цепи с индуктивным элементом может находиться в пределах от E_m/Z до $2E_m/Z$.

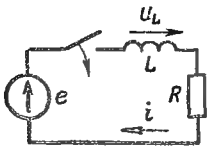
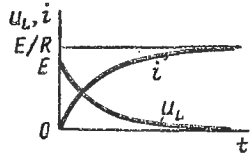
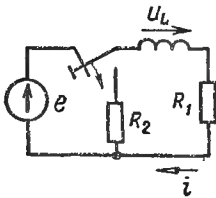
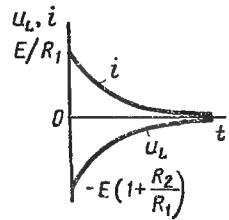
Схема переключения	Ток и напряжение индуктивного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = \frac{E}{R} (1 - e^{p_1 t}); \quad u_L = E e^{p_1 t}$ 	$i = \frac{E_m}{Z} [\sin(\omega t + \psi_e - \varphi) - \sin(\psi_e - \varphi) e^{p_1 t}];$ $u_L = \frac{E}{Z} [\omega L \cos(\omega t + \psi_e - \varphi) + R \sin(\psi_e - \varphi) e^{p_1 t}];$ $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}; \quad \varphi = \arctg(\omega L/R)$	$p_1 = -\frac{R}{L}$
	$i = \frac{E}{R_1} e^{p_1 t}; \quad u_L = -E \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e^{p_1 t}$ 	$i = \frac{E_m}{Z_1} \sin(\psi_e - \varphi_1) e^{p_1 t};$ $u_L = -(R_1 + R_2) \frac{E_m}{Z_1} \sin(\psi_e - \varphi_1) e^{p_1 t};$ $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L)^2}; \quad \varphi_1 = \arctg(\omega L/R_1)$	$p_1 = -\frac{R_1 + R_2}{L}$

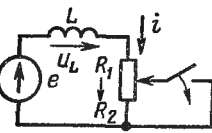
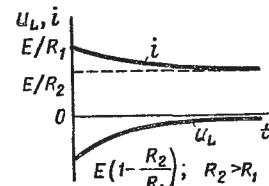
Схема переключения	Ток и напряжение индуктивного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
 R_1 при $t < 0$; R_2 при $t > 0$	$i = \frac{E}{R_2} + \frac{E(R_2 - R_1)}{R_2 R_1} e^{p_1 t};$ $u_L = E \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \right) e^{p_1 t}$ 	$i = \frac{E_m}{Z_2} \sin(\omega t + \psi_e - \varphi_2) + E_m \left[\frac{\sin(\psi_e - \varphi_1)}{Z_1} - \frac{\sin(\psi_e - \varphi_2)}{Z_2} \right] e^{p_1 t};$ $u_L = E_m \left\{ \frac{\omega L}{Z_2} \cos(\omega t + \psi_e - \varphi_2) - R_2 \left[\frac{\sin(\psi_e - \varphi_1)}{Z_1} - \frac{\sin(\psi_e - \varphi_2)}{Z_2} \right] e^{p_1 t} \right\};$ $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L)^2}; \quad Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (\omega L)^2};$ $\varphi_1 = \arctg(\omega L/R_1); \quad \varphi_2 = \arctg(\omega L/R_2)$	$p_1 = -\frac{R_2}{L}$

Таблица 4.2

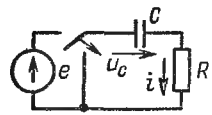
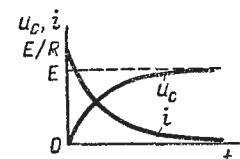
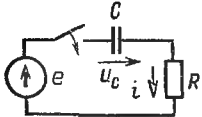
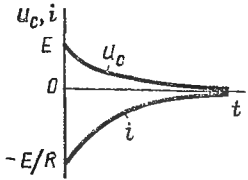
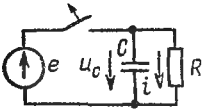
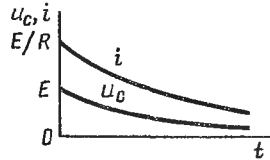
Схема переключения	Ток и напряжение емкостного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = \frac{E}{R} e^{p_1 t}; \quad u_C = E(1 - e^{p_1 t})$ 	$i = \frac{E_m}{Z} [\sin(\omega t + \psi_e - \varphi) - \cos(\psi_e - \varphi)/(\omega RC) e^{p_1 t}];$ $u_C = \frac{E_m}{\omega CZ} [-\cos(\omega t + \psi_e - \varphi) + \cos(\psi_e - \varphi) e^{p_1 t}];$ $Z = \sqrt{R^2 + [(1/\omega C)]^2}; \quad \varphi = -\arctg[1/(\omega RC)]$	$p_1 = -\frac{1}{RC}$

Схема переключения	Ток и напряжение емкостного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = -\frac{E}{R} e^{p_1 t}; \quad u_C = E e^{p_1 t}$ 	$i = \frac{E_m}{Z \omega R C} \cos(\psi_e - \varphi) e^{p_1 t};$ $u_C = \frac{E_m}{Z \omega C} \cos(\psi_e - \varphi) e^{p_1 t};$ $Z = \sqrt{R^2 + [1/(\omega C)]^2}; \quad \varphi = -\arctg [1/(\omega R C)]$	$p_1 = -\frac{1}{RC}$
	$i = \frac{E}{R} e^{p_1 t}; \quad u_C = E e^{p_1 t}$ 	$i = \frac{E_m}{R} \sin \psi_e e^{p_1 t};$ $u_C = E_m \sin \psi_e e^{p_1 t}.$	$p_1 = -\frac{1}{RC}$

§ 4.4. Переключения в цепях с резистивным и емкостным элементами

Значения переходных токов и напряжений на емкостном элементе при переключениях в RC -цепях для постоянной ($e = E$) и синусоидальной [$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$] э.д.с. приведены в табл. 4.2. Для постоянной э.д.с. показаны графики $i(t)$ и $u_C(t)$. Дифференциальное уравнение — первого порядка и характеристическое уравнение имеет один корень (p_1).

§ 4.5. Переключения в цепях с последовательным соединением резистивного, индуктивного и емкостного элементов

Значения переходных токов и напряжений на емкостном элементе при переключениях в RLC -цепях для постоянной ($e = E$) и синусоидальной [$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$] э.д.с. приведены в табл. 4.3. Для постоянной э.д.с. показаны графики $i(t)$ и $u_C(t)$. Во избежание перенапряжений при разрыве цепи с индуктивным элементом переключение производят без ее разрыва (переключатель $1 \rightarrow 2$).

Дифференциальные уравнения для токов и напряжений получают на основании второго закона Кирхгофа для контура:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + u_C = e, \quad (4.6)$$

$$\text{где } u_C = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i dt; \quad i = C \frac{du_C}{dt}.$$

Эти уравнения можно представить в виде двух уравнений первого порядка для двух переменных состояния i и u_C :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri - u_C + e); \quad \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}i \quad (4.7)$$

или в виде уравнения второго порядка вида (4.2) для одного переменного, например i :

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC}i = \frac{de}{Ldt}. \quad (4.8)$$

Характеристическое уравнение имеет вид

$$p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC} = 0. \quad (4.9)$$

Значения корней p_1 и p_2 (вещественные, равные и комплексные) приведены в табл. 4.3. Форма (4.7) удобна при рассмотрении переходных процессов в разветвленных цепях, содержащих несколько индуктивных и емкостных элементов, и расчете их с помощью ЭВМ.

В этом случае i и u_C записываются в виде матриц.

Таблица 4.3

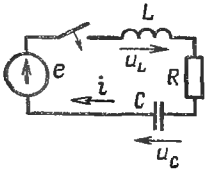
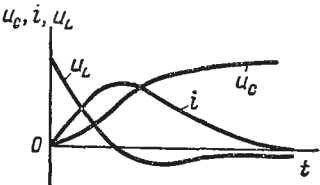
Схема переключения	Ток и напряжение емкостного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
 $\beta = \frac{R}{2L};$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}};$ $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2};$ при $\beta > \omega_0$ $\alpha_1 = \beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2};$ $\alpha_2 = \beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}$	$i = \frac{E}{L(\alpha_1 - \alpha_2)}(e^{-\alpha_2 t} - e^{-\alpha_1 t});$ $u_C = E + \frac{E}{\alpha_1 - \alpha_2}(\alpha_2 e^{-\alpha_1 t} - \alpha_1 e^{-\alpha_2 t})$ 	$i = \frac{E_m}{Z} \left\{ \sin(\omega t + \psi_i) - \frac{1}{\omega(\alpha_1 - \alpha_2)} [\alpha_1(\omega \sin \psi_i - \alpha_2 \cos \psi_i) e^{-\alpha_1 t} - \alpha_2(\omega \sin \psi_i - \alpha_1 \cos \psi_i) e^{-\alpha_2 t}] \right\};$ $u_C = \frac{E_m}{Z\omega C} \left\{ \sin(\omega t + \psi_u) + \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2} [\alpha_2 \sin \psi_u + \omega \cos \psi_u] e^{-\alpha_1 t} - (\alpha_1 \sin \psi_u + \omega \cos \psi_u) e^{-\alpha_2 t} \right\};$ $\psi_i = \psi_e - \varphi; \quad \psi_u = \psi_e - \varphi - \pi/2;$ $\varphi = \arctg \frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R}$	Вещественные корни: $p_1 = -\alpha_1 = -\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2};$ $p_2 = -\alpha_2 = -\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}$
	$i = \frac{E}{L} t e^{-\omega t};$ $u_C = E [1 - (1 + \alpha t) e^{-\alpha t}]$		Равные корни: $p_1 = p_2 = -\alpha = -\beta = -\omega_0$

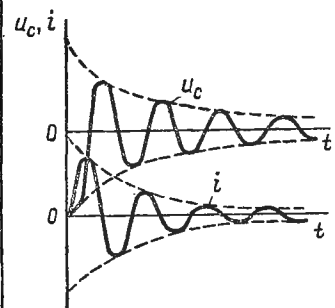
Схема переключения	Ток и напряжение емкостного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = \frac{E}{\omega_1 L} e^{-\beta t} \sin \omega_1 t;$ $u_C = E \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega_1} e^{-\beta t} \cos(\omega_1 t - \gamma) \right];$ $\gamma = \arctg(\beta/\omega_1)$ 	$i = \frac{E_m}{Z} \left\{ \sin(\omega t + \psi_i) - \left[\left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1 \omega} \cos \psi_i - \frac{\beta}{\omega_1} \sin \psi_i \right) \sin \omega_1 t + \sin \psi_i \cos \omega_1 t \right] e^{-\beta t} \right\};$ $u_C = \frac{E_m}{Z \omega C} \left\{ \sin(\omega t + \psi_u) - \left[\left(\frac{\beta}{\omega_0} \sin \psi_u + \frac{\omega}{\omega_0} \cos \psi_u \right) \sin \omega_1 t + \sin \psi_u \cos \omega_1 t \right] e^{-\beta t} \right\}$	Комплексные корни: $p_1 = -\beta + j\omega_1;$ $p_2 = -\beta - j\omega_1$

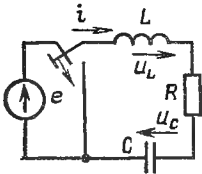
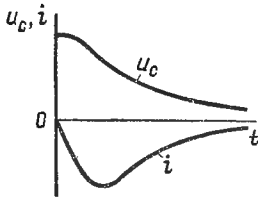
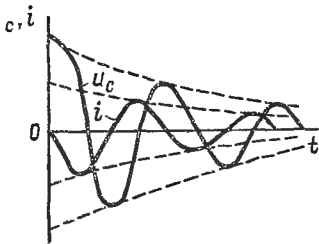
Схема переключения	Ток и напряжение индуктивного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = \frac{E}{L(\alpha_1 - \alpha_2)}(e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t});$ $u_C = \frac{E}{\alpha_1 - \alpha_2}(\alpha_1 e^{-\alpha_2 t} - \alpha_2 e^{-\alpha_1 t})$ 	$i = \frac{E_m}{Z\omega(\alpha_1 - \alpha_2)}[\alpha_1(\omega \sin \psi_i - \alpha_2 \cos \psi_i)e^{-\alpha_1 t} - \alpha_2(\omega \sin \psi_i - \alpha_1 \cos \psi_i)e^{-\alpha_2 t}];$ $u_C = \frac{E_m}{\omega CZ(\alpha_2 - \alpha_1)}[(\alpha_2 \sin \psi_u + \omega \cos \psi_u)e^{-\alpha_1 t} - (\alpha_1 \sin \psi_u + \omega \cos \psi_u)e^{-\alpha_2 t}]$	Вещественные корни: $p_1 = -\alpha_1 = -\beta + \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2};$ $p_2 = -\alpha_2 = -\beta - \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2}$
	$i = -\frac{E}{L}te^{-\alpha t};$ $u_C = E(1 + \alpha t)e^{-\alpha t}$		Равные корни: $p_1 = p_2 = -\alpha = -\beta = -\omega_0$

Схема переключения	Ток и напряжение емкостного элемента при $t > 0$		Корни характеристического уравнения
	$e = E$	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	
	$i = -\frac{E}{\omega_1 L} e^{-\beta t} \sin(\omega_1 t);$ $u_C = \frac{\omega_0}{\omega_1} E e^{-\beta t} \cos(\omega_1 t - \gamma);$ $\gamma = \arctg(\beta/\omega_1)$ 	$i = \frac{E_m}{Z} \left[\sin \psi_i \cos \omega_1 t + \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1 \omega} \cos \psi_i - \frac{\beta}{\omega_1} \sin \psi_i \right) \sin \omega_1 t \right] e^{-\beta t};$ $u_C = \frac{E_m}{Z \omega C} \left[\sin \psi_u \cos \omega_1 t + \left(\frac{\beta}{\omega_0} \sin \psi_u + \frac{\omega}{\omega_0} \cos \psi_u \right) \sin \omega_1 t \right] e^{-\beta t}$	Комплексные корни: $p_1 = -\beta + j\omega_1;$ $p_2 = -\beta - j\omega_1$

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

ГЛАВА 5

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ РЕЗИСТИВНЫМИ ДВУХПОЛЮСНИКАМИ

§ 5.1. Характеристики и схемы замещения нелинейных резистивных двухполюсников

Если зависимость между напряжением и током (характеристика) резистивного двухполюсника не может быть выражена линейным уравнением, то двухполюсник называют *нелинейным*. Если при токе, равном нулю, напряжение отлично от нуля, то двухполюсник — *активный*, если оно равно нулю, то двухполюсник — *пассивный*.

Если нелинейная характеристика справедлива как для мгновенных значений, изменяющихся во времени, так и для постоянного тока, то двухполюсник считают *безынерционным*. Если нелинейная характеристика различна для постоянных токов и для зависящих от времени мгновенных значений, то двухполюсник называют *инерционным*. Обозначение нелинейного резистивного двухполюсника дано на рис. 5.1, а, б. Примеры нелинейных элементов электрической цепи (двухполюсников) и их характеристики приведены в табл. 5.1. Первые четыре элемента имеют монотонные характеристики, а последние — немонотонные типа *S* и *N* с участком, имеющим отрицательный угол наклона (участок *ab*).

Характеристики нелинейных элементов зависят от их температуры. С повышением температуры ток полупроводникового диода возрастает. Изменение характеристики точечного полупроводникового диода при повышении его температуры с 20 до 70°C показано на рис. 5.2.

Существуют нелинейные инерционные резистивные элементы, нелинейность характеристик которых обусловлена их нагревом, зависящим от мощности, выделяемой в элементе. К таковым относятся лампы накаливания, стабилизаторы тока (бареттеры), характеристики которых показаны на рис. 5.3, а, б. Эти характеристики относятся только к действующим токам и напряжениям. Мгновенные токи и напряжения при частотах, превышающих определенное, зависящее от инерционных свойств элемента значение, связаны линейной зависимостью $u = R_{ст}i$, в которой статическое сопротивление $R_{ст}$ определяется отношением

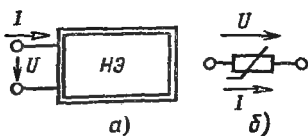


Рис. 5.1

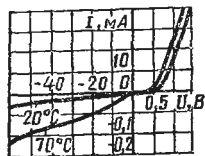


Рис. 5.2

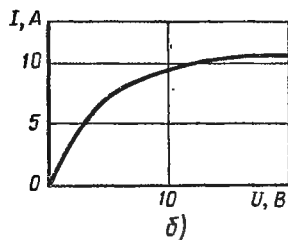
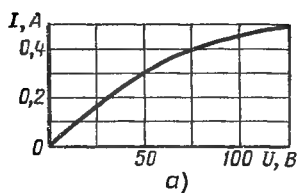
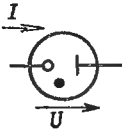
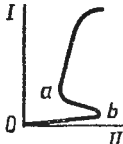


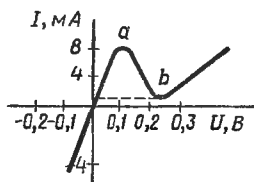
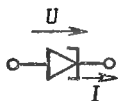
Рис. 5.3

Таблица 5.1

Вид элемента	Обозначение	Характеристика
Выпрямительный полупроводниковый диод		
Полупроводниковый стабилизатор		
Варистор		
Электровакuumный диод		

Вид элемента	Обозначение	Характеристика
Ионный стабилизатор, газоразрядные источники света		

Туннельный диод



действующих значений напряжения к току. Такие элементы являются неискажающими.

Каждый нелинейный резистивный элемент характеризуется предельно допустимой мощностью рассеяния $P_{\text{доп}} = U_{\text{доп}} I_{\text{доп}}$, которая зависит от условий его охлаждения. Установкой специальных теплоотводящих устройств (радиаторов) предельно допустимая мощность может быть увеличена.

Сопротивление нелинейного резистивного элемента зависит от напряжения или тока. Статическое сопротивление $R_{\text{ст}} = U/I$. Дифференциальное сопротивление $R_{\text{диф}} = dU/dI$.

В зависимости от области характеристики, в которой работает нелинейный резистор, применяют различные схемы замещения, справедливые только для этой области (рис. 5.4, а, б). Вблизи рабочей точки (точка А) нелинейная функция $I(U)$ раскладывается в ряд Тейлора. Тогда

$$I = I_A + \left. \frac{dI}{dU} \right|_A (U - U_A) + \left. \frac{d^2 I}{dU^2} \right|_A \frac{(U - U_A)^2}{2} + \dots + \left. \frac{d^n I}{dU^n} \right|_A \frac{(U - U_A)^n}{n!}.$$

Если рабочая точка находится на линейном участке, то можно ограничиться только первыми двумя членами ряда. Вблизи рабочей точки характеристика описывается уравнением

$$I - I_A = \left. \frac{dI}{dU} \right|_A (U - U_A)$$

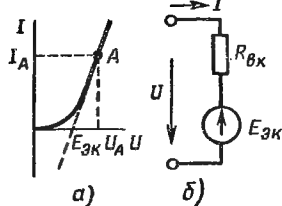


Рис. 5.4

$$U - U_A = R_{\text{диф}A}(I - I_A).$$

Для этого линейного участка характеристики схема замещения нелинейного резистивного элемента имеет вид линейного активного двухполюсника с входным

сопротивлением $R_{\text{вх}} = R_{\text{диф}A} = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A$ и ис-

точника э. д. с. $E_{\text{эк}} = U_A - R_{\text{диф}} I_A$.

§ 5.2. Основы расчета цепей, содержащих линейные и нелинейные двухполюсники

Методы, основанные на законах Кирхгофа в виде $\sum I = 0$ и $\sum U = 0$, используют для расчета нелинейных цепей. Методы и принципы, основанные на пропорциональности напряжения току (закон Ома), неприменимы для расчета нелинейных цепей. При этом вместо закона Ома необходимо пользоваться нелинейной зависимостью $U = U(I)$.

Электрическая цепь, содержащая нелинейные и линейные элементы, должна быть разделена на линейную и нелинейную части, при расчете каждой из которых используют свои методы и принципы (табл. 5.2). Для анализа цепей, содержащих безынерционные нелинейные элементы, неприменим комплексный метод описания и расчета цепей переменного тока.

Для цепей, содержащих инерционные нелинейные элементы, в которых мгновенные значения токов и напряжений связаны линейной функцией с коэффициентом пропорциональности, зависящим от действующих значений тока или напряжения, комплексный метод применим. При этом следует учитывать зависимость комплексных операторов $\underline{Z}$ или $\underline{Y}$ от действующих токов или напряжений.

В приближенных расчетах производят условную гармоническую линеаризацию нелинейной задачи, заменяя несинусоидальную функцию времени эквивалентной синусоидальной.

Существует два способа введения эквивалентной синусоидальной функции $i_{\text{эк}} = I_{\text{мэк}} \sin(\omega t + \psi_{i_{\text{эк}}})$:

- 1) по действующему значению $I_{\text{мэк}} = \sqrt{I_{\text{м}1}^2 + I_{\text{м}2}^2 + I_{\text{м}3}^2 + \dots}$;
- 2) по первой гармонике $I_{\text{мэк}} = I_{\text{м}1}$. Первый способ получил распространение в электротехнике, а второй — в автоматике и радиотехнике. При обоих способах безусловно-нелинейную цепь приближенно заменяют условно-нелинейной. Если э.д.с. состоит из постоянной E_0 и синусоидальной e_1 составляющих, то для тока i находят постоянную I_0 и синусоидальную i_1 составляющие, каждая из которых зависит от обеих составляющих э.д.с.

Схема причинно-следственных связей показана на рис. 5.5. Наличие перекрестных связей отличает нелинейную задачу от линейной и отражает невыполнение принципа суперпозиции. При малых ампли-

Принцип или метод	Применимость принципа или метода в электрических цепях	
	линейных	нелинейных
Принцип суперпозиции	Применим	Неприменим
Принцип компенсации	»	Применим
Принцип взаимности	Применим для взаимных цепей	Неприменим
Принцип эквивалентного генератора	Применим	»
Метод контурных токов	»	Применим с учетом нелинейных характеристик
Метод узловых напряжений	»	То же
Метод пропорциональных величин	»	Неприменим

тудах e_1 и симметрии характеристики $i_1(e_1)$ относительно начала координат $i_1(e_1) = -i_1(-e_1)$ ток I_0 не зависит от e_1 . При этом ток i_1 зависит не только от e_1 , но и от значения E_0 , задающего рабочую точку A на характеристике нелинейного двухполюсника.

Постоянный электрический ток в цепи с нелинейным двухполюсником. Если нелинейный резистивный элемент с известной характеристикой $I(U)$ подключен к линейному активному двухполюснику постоянного тока (рис. 5.6, а), то независимо от сложности линейного двухполюсника, согласно принципу эквивалентного генератора (см. § 1.4), он эквивалентен источнику с э.д.с. $E_{\text{эк}} = U_x$ и входным сопротивлением $R_{\text{вх}} = U_x/I_x$ (рис. 5.6, б). Между напряжением U и током I нелинейного двухполюсника существует линейная зависимость: $U = E_{\text{эк}} - R_{\text{вх}}I$. Построение на одном графике характеристик линейного и нелинейного двухполюсника в точке их пересечения (точка A) позволяет найти ток (I_A) и напряжение (U_A) нелинейного резистора (рис. 5.6, в).

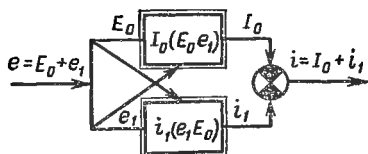


Рис. 5.5

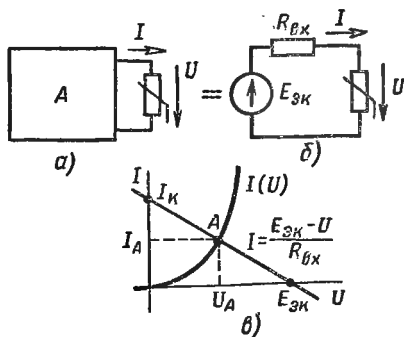


Рис. 5.6

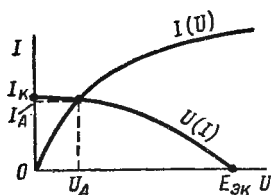


Рис. 5.7

Переменный электрический ток в цепи с условно-нелинейным резистивным двухполосником. Известна однозначная зависимость между действующими током и напряжением нелинейного двухполосника $I(U)$. Э. д. с. — синусоидальная, линейная цепь — произвольная. Точки во всех элементах цепи синусоидальные.

По принципу эквивалентного генератора линейная часть цепи эквивалентна генератору с э. д. с. $E_{Эк} = \dot{U}_x$ и входным сопротивлением $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$. Тогда $\dot{E}_{Эк} = \dot{U} + \underline{Z}_{вх}\dot{I}$. Выбирая $\psi_u = \psi_i = 0$; $\psi_e \neq 0$, получаем

$$E_{Эк}^2 = [U(I) + R_{вх}I]^2 + (X_{вх}I)^2,$$

откуда

$$U(I) = \sqrt{E_{Эк}^2 - (X_{вх}I)^2} - R_{вх}I.$$

Построение на одном графике кривых, соответствующих правой $I(U)$ и левой $U(I)$ частям уравнения, позволяет определить ток I_A и напряжение U_A нелинейного резистора (рис. 5.7). При этом $\operatorname{tg} \psi_e = X_{вх}I_A / (U_A + R_{вх}I_A)$.

Переменный несинусоидальный ток в цепи с безынерционным резистивным двухполосником. Известна однозначная зависимость между мгновенным током и напряжением нелинейного безынерционного резистора $I(U)$. Э. д. с. $e = E_0 + E_m \sin \omega t$, линейная цепь содержит только резистивные элементы.

Расчет тока в цепи осуществляют в такой последовательности:

- 1) находят рабочую точку $A(I_A \text{ и } U_A)$ на нелинейной характеристике для постоянной составляющей (рис. 5.6, в) при $E_{Эк} = E_0$;
- 2) определяют переменные составляющие $[i(t) \text{ и } u(t)]$. Для них характеристику нелинейного двухполосника рассматривают относительно рабочей точки A : $i = I - I_A = i(u) = i(t)$, где $u = U - U_A = u(t)$. Задаваясь различными значениями $e_1 = E_m \sin \omega t$ в пределах $-E_m < e_1 < E_m$, аналогично определению I_A и U_A при $E_{Эк} = E_0 + e_1$ (рис. 5.6, в) можно найти функцию $i(e_1)$ или $u(e_1)$ и разложить ее в ряд Тейлора вблизи точки $e_1 = 0$.

Пусть, например, разложение в ряд функции $i(e_1)$ имеет вид $i = a_1 e_1 + a_2 e_1^2 + a_3 e_1^3$. Тогда

$$i = a_1 E_m \sin \omega t + a_2 E_m^2 \sin^2 \omega t + a_3 E_m^3 \sin^3 \omega t,$$

или так как $\sin^2 \omega t = 0,5(1 - \cos 2\omega t)$; $\sin^3 \omega t = 0,25(3 \sin \omega t - \sin 3\omega t)$, то

$$i(t) = I_0 + I_{m1} \sin \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \sin 3\omega t,$$

$$\text{где } I_0 = \frac{a_2}{2} E_m^2, I_{m1} = a_1 E_m + \frac{3}{4} a_3 E_m^3, I_{m2} = -\frac{a_2}{2} E_m^2, I_{m3} = -\frac{a_3}{4} E_m^3.$$

В выражении для тока $i(t)$ кроме синусоидальной составляющей

с амплитудой I_{m1} появляются постоянная составляющая I_0 , вторая и третья гармоники с амплитудами I_{m2} и I_{m3} . Ток и напряжение на нелинейном резисторе имеют несинусоидальную зависимость от времени.

ГЛАВА 6

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКАМИ

§ 6.1. Характеристики нелинейных резистивных четырехполюсников

В отличие от линейных резистивных четырехполюсников (см. § 1.6) в нелинейных четырехполюсниках их свойства задаются двумя семействами экспериментальных характеристик. Наибольшее распространение получило задание свойств в виде семейств входных и выходных вольт-амперных характеристик, снимаемых при различных значениях тока или напряжения на второй паре выводов четырехполюсника. В отличие от проходных линейных четырехполюсников, для которых к входным выводам подключают источник, а к выходным — приемник, в нелинейных четырехполюсниках большей частью как к входным, так и к выходным выводам подключают источники, направления токов i_1 в первичной и i_2 вторичной цепях принимаются совпадающими с направлением напряжений u_1 и u_2 (рис. 6.1). Так как один из входных и выходных выводов четырехполюсника (например, 1' и 2') — общий, то четырехполюсник является трехполюсником (штриховая линия на рис. 6.1).

Входные характеристики задаются семейством функций $i_1(u_1)$ при различных постоянных значениях u_2 или i_2 , а выходные — семейством функций $i_2(u_2)$ при различных u_1 или i_1 . В табл. 6.1 приведены входные и выходные характеристики различных нелинейных четырехполюсников. Входные характеристики часто мало зависят от напряжения или тока на выходе, иногда они сливаются с одной из осей координат, так как токи или напряжения на входе малы.

Полевые транзисторы бывают с затвором в виде p - n -перехода и с изолированным затвором (МДП — металл — диэлектрик — полупроводник и МОП — металл — оксид — полупроводник). В табл. 6.1 приведены обозначения транзисторов с p - n -переходом. Обозначения МДП- и МОП-транзисторов даны на рис. 6.2. Такие транзисторы имеют выходные характеристики, аналогичные приведенным в табл. 6.1.

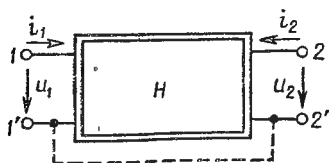


Рис. 6.1

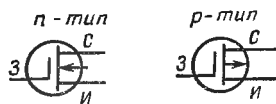
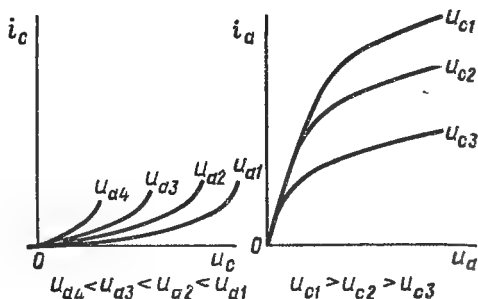
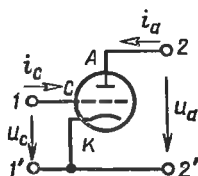


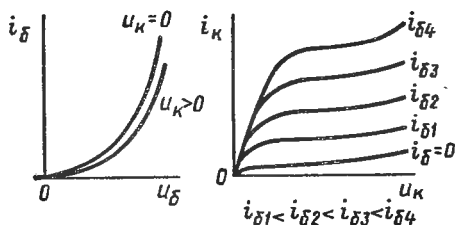
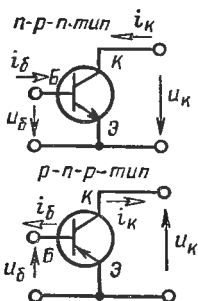
Рис. 6.2

Вид прибора	Обозначение	Входные и выходные характеристики
-------------	-------------	-----------------------------------

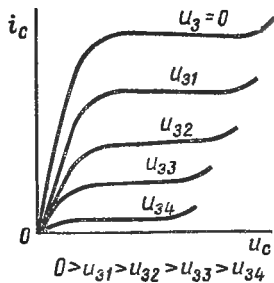
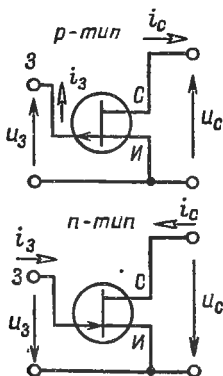
Электронная лампа
(A — анод,
 C — сетка,
 K — катод;
 $u_1 = u_c$;
 $i_1 = i_c$; $u_2 =$
 $= u_a$; $i_2 =$
 $= i_a$)

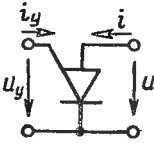
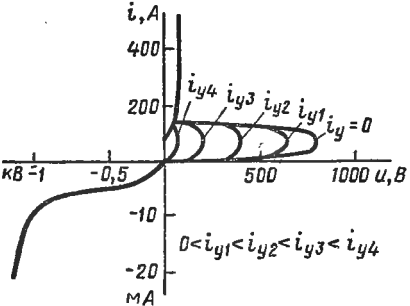
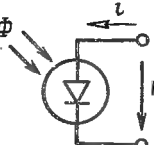
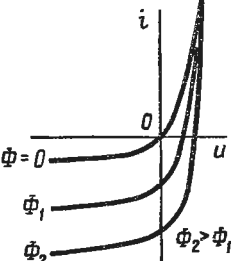
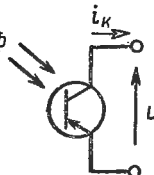
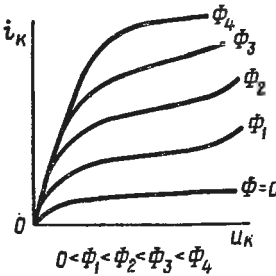


Биполярный транзистор (K — коллектор, B — база, $Э$ — эмиттер; $u_1 =$
 $= u_b$; $u_2 =$
 $= u_k$; $i_1 =$
 $= i_b$; $i_2 =$
 $= i_k$)



Полевой транзистор
(C — сток, $З$ — затвор, $И$ — исток; $u_1 = u_3$;
 $i_1 = i_3 \approx 0$;
 $u_2 = u_c$;
 $i_2 = i_c$)



Вид прибора	Обозначение	Входные и выходные характеристики
Тиристор $(u_1 = u_y \approx 0; i_1 = i_y; u_2 = u; i_2 = i)$		 $KB \approx 1$ $0 < i_{y1} < i_{y2} < i_{y3} < i_{y4}$
Фотодиод $(u_1 \left. \vphantom{\begin{matrix} u_1 \\ i_1 \end{matrix}} \right\} \Phi; i_1)$ $u_2 = u; i_2 = i$		 $\Phi = 0$ Φ_1 $\Phi_2 > \Phi_1$
Фото-транзистор $(u_1 \left. \vphantom{\begin{matrix} u_1 \\ i_1 \end{matrix}} \right\} \Phi; i_1)$ $u_2 = u_k; i_2 = i_k$		 $0 < \Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3 < \Phi_4$

Управляемые диоды (тиристоры) при напряжении одной полярности имеют неоднозначные характеристики $i(u)$, в зависимости от поступившего управляющего импульса i_y характеристика сливается с осью u или осью i , что соответствует замыканию или размыканию цепи. Характеристики не зависят (практически) от частоты сигнала.

Нелинейные четырехполюсники характеризуются допустимым напря-

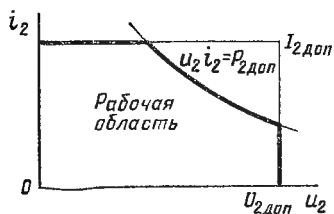


Рис. 6.3

жением $U_{\text{доп}}$, которое можно подводить без пробоя изоляции, и допустимыми по условиям нагрева значениями тока $I_{\text{доп}}$ и мощности $P_{\text{доп}}$. К нелинейным четырехполосникам условно можно отнести фотодиоды и фототранзисторы, ток которых зависит от светового потока управляющего диодом.

Рассматриваемые в табл. 6.1 нелинейные четырехполосники являются пассивными, так как они не имеют внутренних источников энергии, напряжение на первичных и вторичных выводах равно нулю, если к этим выводам не подсоединены источники.

Режим нелинейных четырехполосников при равенстве нулю токов на входе и выходе называют режимом *двойного холостого хода*. Для фотодиодов и фототранзисторов таким режимом является равенство нулю светового потока Φ , освещающего элемент, и тока, подводимого к двухполоснику. Обычно нелинейные четырехполосники рассматривают совместно с источниками постоянного тока, включаемыми в первичную и вторичную цепи; в этом случае их называют *активными элементами цепи*. Характеристики безынерционные (не зависящие от частоты сигнала).

Рабочая область выходной характеристики четырехполосника, ограничиваемая значениями $U_{2\text{доп}}$, $I_{2\text{доп}}$ и $P_{2\text{доп}} = u_2 i_2$, показана на рис. 6.3.

§ 6.2. Постоянный электрический ток в цепи с нелинейным резистивным четырехполосником

Если к входным и выходным выводам нелинейного четырехполосника подключены источники постоянного тока, то в цепи устанавливается некоторый режим, задаваемый рабочими точками на входных и выходных характеристиках. Такой режим называют *режимом покоя*.

При построении цепи с нелинейными четырехполосниками выбирают рабочие точки на характеристиках. Соответствующим расчетом сопротивлений и э.д.с. источников обеспечивают требуемый режим. Пусть, например, нелинейный четырехполосник характеризуется семейством входных характеристик $i_1(u_1)$ при заданных u_2 и выходных $i_2(u_2)$ при заданных i_1 (рис. 6.4, а). Если к выводам четырехполосника подключены источники (рис. 6.4, б) с э.д.с. E_1 и E_2 и сопротивлениями R_1 и R_2 , то для входной и выходной цепей уравнения Кирхгофа имеют вид

$$U_1 = E_1 - R_1 I_1; \quad U_2 = E_2 - R_2 I_2. \quad (6.1)$$

На графиках рис. 6.4, а этим уравнениям соответствуют прямые,

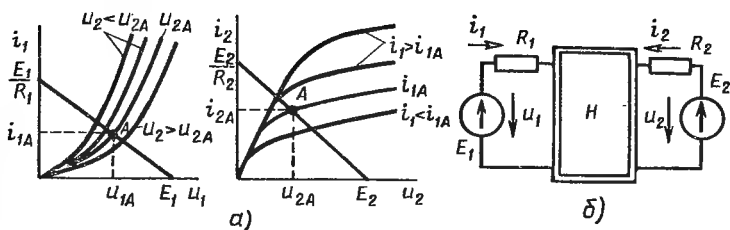


Рис. 6.4

проходящие через рабочие точки A . Задаваясь значениями E_1 и E_2 , по отрезкам E_1/R_1 и E_2/R_2 определяют требуемые сопротивления R_1 и R_2 .

§ 6.3. Переменный электрический ток в цепи с нелинейным резистивным четырехполосником

Если к входным и выходным выводам нелинейного четырехполосника подключены источники постоянного и переменного синусоидального тока, то в цепи не выполняется принцип суперпозиции и источники тока взаимно влияют на составляющие токов, обусловленные каждым источником. Рабочая точка при этом периодически перемещается на определенном участке координатной плоскости и исследование цепи в общем случае представляет существенные трудности. В отдельных случаях переменный ток может быть найден путем графических построений.

Пусть на вход нелинейного четырехполосника (рис. 6.5, а) поступает напряжение

$$u_{1\text{общ}} = U_{1A} + u_1, \quad (6.2)$$

где $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ — переменная составляющая напряжения $u_{1\text{общ}}$; $U_{1A} = E_1$ — постоянная составляющая напряжения $u_{1\text{общ}}$, задающая рабочую точку на входной характеристике четырехполосника. При этом к выходным выводам подключены источник постоянной э. д. с. E_2 и резистор R_2 . Тогда для выходной цепи

$$u_{2\text{общ}} = E_2 - R_2 i_{2\text{общ}}. \quad (6.3)$$

Характеристики четырехполосника заданы графиками $i_{1\text{общ}}(u_{1\text{общ}})$ и $i_{2\text{общ}}(u_{2\text{общ}})$ при различных значениях $i_{1\text{общ}}$. Входная характеристика $i_{1\text{общ}}(u_{1\text{общ}})$ не зависит от $u_{2\text{общ}}$. На рис. 6.5, б построены графики $u_{1\text{общ}} = U_{1A} + u_1$; $u_{2\text{общ}} = U_{2A} - u_2$ в функции времени. При этом

$$u'_{1\text{общ}} = U_{1A} + U_{1m};$$

$$u''_{1\text{общ}} = U_{1A} - U_{1m}; \quad i'_{1\text{общ}} = I_{1A} + i_{1\text{max}};$$

$$i'_{1\text{общ}} = I_{1A} - i_{1\text{min}}; \quad u'_{2\text{общ}} = U_{2A} - u_{2\text{min}};$$

$$u''_{2\text{общ}} = U_{2A} + u_{2\text{max}}.$$

Построение выполнено для характеристик, типичных для биполярного транзистора. Из рис. 6.5, б видно, что переменная составляющая

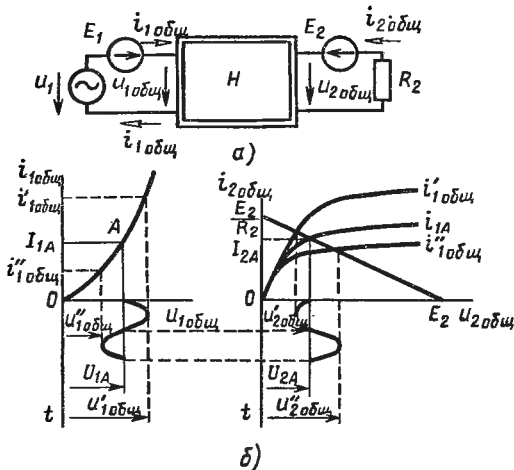


Рис. 6.5

функцию двух переменных, можно разложить в ряд Тейлора и ограничиться первым членом ряда. Для нелинейного четырехполосника при малых отклонениях от режима покоя может быть принята линейная схема замещения для переменной составляющей, допускающая расчет переменных токов и напряжений в цепи, содержащей не только резистивные, но и индуктивные и емкостные элементы.

§ 6.4. Схема замещения нелинейного четырехполосника для переменной составляющей тока в цепи

Для нелинейных четырехполосников и управляемых двухполосников задаются семейством выходных характеристик (см. табл. 6.1). Входные характеристики даны для электронных ламп и транзисторов, а для остальных элементов они не имеют существенного значения вследствие малых значений токов или напряжений на входе. То же относится и к электронным лампам при отрицательном сеточном напряжении.

Для транзистора характеристика описывается функциями двух переменных:

$$u_{1\text{общ}} = u_{1\text{общ}}(i_{1\text{общ}}, u_{2\text{общ}}); i_{2\text{общ}} = i_{2\text{общ}}(u_{2\text{общ}}, i_{1\text{общ}}). \quad (6.4)$$

В рабочей точке A эти функции можно разложить в ряд Тейлора и, пренебрегая более высокими членами ряда, записать:

$$\begin{aligned} u_{1\text{общ}} &\approx U_{1A} + \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_A \Delta i_1 + \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_A \Delta u_2; \\ i_{2\text{общ}} &\approx I_{2A} + \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_A \Delta i_1 + \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_A \Delta u_2, \end{aligned} \quad (6.5)$$

напряжения на выходе отлична от синусоиды и находится в противофазе с переменной составляющей напряжения на входе.

Если ограничиться малой амплитудой переменной составляющей, при которой нелинейная характеристика может быть в линейном приближении заменена касательной вблизи рабочей точки, то анализ упрощается. Характеристику, представляющую собой нелинейную функ-

$$\Delta u_1 \approx u_{1\text{общ}} - U_{1A} \approx \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_A \Delta i_1 + \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_A \Delta u_2; \quad (6.6)$$

$$\Delta i_2 \approx i_{2\text{общ}} - I_{2A} \approx \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_A \Delta i_1 + \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_A \Delta u_2. \quad 9$$

Рассматривая только переменные составляющие Δu_1 , Δi_1 , Δu_2 , Δi_2 и обозначая их соответственно u_1 , i_1 , u_2 и i_2 , получим

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \quad i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \quad (6.7)$$

Параметры четырехполосника

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_A; \quad h_{12} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_A; \quad h_{21} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_A; \quad h_{22} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_A$$

определяют в заданной рабочей точке A .

Параметр h_{11} имеет размерность сопротивления и представляет собой входное сопротивление биполярного транзистора R_1 . Безразмерный коэффициент h_{12} определяет внутреннюю обратную связь по напряжению. Для биполярных транзисторов он пренебрежимо мал, на практике принимают $h_{12} \approx 0$. Безразмерный коэффициент h_{21} характеризует передачу по току, коэффициент h_{22} имеет размерность проводимости, он определяет выходную проводимость транзистора при постоянном токе базы.

Приборы, представленные в табл. 6.1, характеризуются направленным действием от входа к выходу, для них не выполняется принцип взаимности $G_{12} = 0$ при $G_{21} \neq 0$.

Для переменных составляющих токов и напряжений уравнению (6.7) соответствует схема замещения, показанная на рис. 6.6, где $R_{11} = h_{11}$; $K_{21} = -h_{21}/(h_{11}h_{22})$; $R_{22} = 1/h_{22}$.

Аналогичная схема замещения может быть применена для электронных ламп и полевых транзисторов, параметры которых имеют иные обозначения. Для электронных ламп

$$\left. \frac{\partial u_2}{\partial i_2} \right|_A = R_i; \quad \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \right|_A = S.$$

При $u < 0$

$$R_{11} = \infty; \quad K_{21} = -\mu = -\left. \frac{\partial u_2}{\partial u_1} \right|_A = -R_i S; \quad R_{22} = R_i.$$

Для полевых транзисторов

$$\left. \frac{\partial u_2}{\partial i_2} \right|_A = R_c; \quad \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \right|_A = S.$$

При $u < 0$ $K_{21} = -R_c S$; $R_{22} = R_c$.

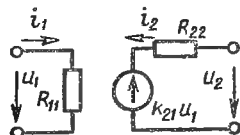


Рис. 6.6

Параметры схемы замещения различных нелинейных четырехполосников в линейном режиме для переменного тока приведены в табл. 6.2.

Т а б л и ц а 6.2

Вид прибора	R_{11} , Ом	R_{22} , Ом	$-K_{21}$
Электронная лампа	∞ при $u_1 < 0$	$10^3 - 5 \cdot 10^4$	$10 - 200$
Транзистор:			
биполярный	$50 - 500$	$500 - 5 \cdot 10^4$	$50 - 500$
полевой	∞	$5 \cdot 10^3 - 5 \cdot 10^5$	$100 - 1000$

Г Л А В А 7

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

§ 7.1. Ферромагнитные материалы и их характеристики

По магнитным свойствам вещества подразделяют на слабомагнитные и сильномагнитные, или просто магнитные. К первым относятся диамагнетики и парамагнетики, ко вторым — ферромагнитные вещества и ферриты. В качестве магнитных материалов в технике применяют сильномагнитные вещества. Магнитное поле в веществе характеризуется тремя векторами: вектором магнитной индукции B , вектором намагниченности M и вектором напряженности магнитного поля $H = B/\mu_0 - M$ (см. приложение 2). Свойства материала определяются его относительной магнитной проницаемостью $\mu_r = B/(\mu_0 H)$ (табл. 7.1).

Т а б л и ц а 7.1

Вид вещества	μ_r	$\mu_r(H)$	Насыщение	Примеры
Диамагнетики	< 1	Не зависит	Нет	H_2 , инертные газы, Cu, Zn, Ag, Au, Hg, Bi, Ga, Sb
Парамагнетики	> 1	»	»	O_2 , NO, соли железа, кобальта, никеля, редкоземельные металлы, щелочные металлы, Al, Pt
Магнитные	$\gg 1$	Зависит	Есть	Fe, Ni, Co, ферриты

Большое значение μ_r и зависимость ее от H объясняются наличием у магнитных веществ доменов — областей с одинаковой ориентацией электронных спинов, вследствие чего эти области обладают

самопроизвольной (спонтанной) намагниченностью. При воздействии на них внешнего магнитного поля происходит: 1) рост магнитных доменов, магнитные моменты которых составляют наименьший угол с направлением поля (процесс смещения границ доменов); 2) поворот доменов в направлении поля (процесс ориентации). Магнитное насыщение достигается тогда, когда магнитные моменты доменов окажутся ориентированными в направлении поля. При снятии внешнего магнитного поля ориентация доменов частично сохраняется, что определяет гистерезис кривой намагничивания. При температуре выше точки Кюри области спонтанного намагничивания разрушаются и вещество перестает быть магнитным.

Цикл перемагничивания магнитного материала характеризуется петлеобразной зависимостью $B(H)$, называемой *петлей гистерезиса* (рис. 7.1). При различных значениях $H_{\max}$ получают семейство петель гистерезиса, наибольшая из которых образует предельный цикл перемагничивания, позволяющий определить остаточную индукцию B_r и коэрцитивную силу H_c . При произвольных начальных условиях и различных значениях $H_{\max}$ перемагничивание происходит по частным циклам. Геометрическое место вершин симметричных частных циклов называют основной кривой намагничивания $B(H)$. На рис. 7.2, а даны кривые $B(H)$ для некоторых материалов: 1 — особо чистое железо; 2 — железо чистое (99,98 % Fe); 3 — пермаллой (78 % Ni); 4 — технически чистое железо (99,92 % Fe); 5 — никель. На рис. 7.2, б

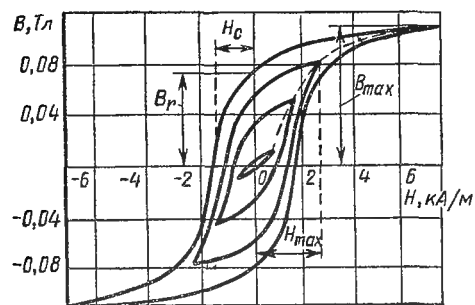


Рис. 7.1

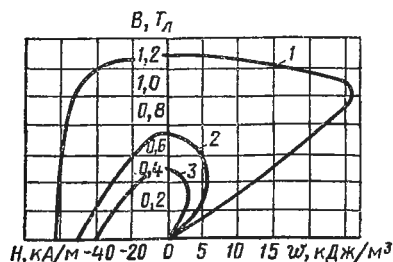


Рис. 7.3

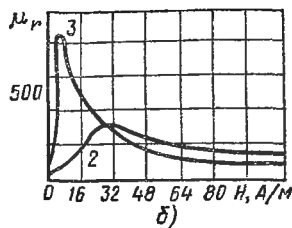
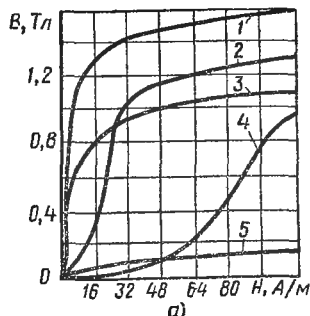


Рис. 7.2

приведены зависимости $\mu_r(H)$ для железа (кривая 2) и пермаллоя (кривая 3).

Материалы с малыми значениями H_c и большим μ_r называют *магнитомягкими материалами*. Их применяют для магнитопроводов цепей с переменной м. д. с. (табл. 7.2).

Таблица 7.2

Вид материала	μ_{max}	H_c , А/м	Примеры
Технически чистое железо (низкоуглеродистая сталь) 0,04% С	3500—4500	100—65	
Электротехническая сталь	500—5000		Э11, Э45
Пермаллой:			
40—50% Ni	16 000—35 000	32—10	45Н, 50Н
72—80% Ni	50 000—220 000	5,2—1	79 НМ, 80 НХС
Альсиферы (9,5% Si, 5,6% Al)	120 000	1,8	

Материалы с большой коэрцитивной силой называют *магнитотвердыми*. Их применяют для изготовления постоянных магнитов (табл. 7.3). На рис. 7.3 представлены кривые $B(H)$ и $w(B)$ некоторых магнитотвердых материалов, где 1 — ЮНДК25БА, 2 — ЮНДК15, 3 — ЮНД4.

Таблица 7.3

Вид материала	B_r , Тл	H_c , кА/м	w_{max} , кДж/м ³
Легированные стали, закаливаемые на мартенсит	0,8—1,0	4,5—13	1—4
Литые сплавы Al—Ni—Fe:			
ЮНД4	0,5	40	3,6
ЮНДК15	0,75	48	6
ЮНДК25БА	1,28	62	26,4
Порошковые магниты:			
металлокерамические	1	50	11,7
металлопластические	0,3	38	1,62
Металлокерамика на основе сплавов Со с редкоземельными металлами:			
самарий	0,8	550	60
самарий и празеодим	0,9	510	68

§ 7.2. Магнитная цепь при постоянной м. д. с.

Магнитной цепью называют совокупность устройств, содержащих ферромагнитные тела и образующих замкнутую систему, в которой при наличии м. д. с. образуется магнитный поток. В реальных устрой-

ствах магнитный поток частично выходит за пределы магнитопровода и образует магнитный поток рассеяния, аналогичный токам утечки в изоляции электрической цепи, которыми обычно пренебрегают.

Простейшей магнитной цепью является кольцевой магнитопровод с намагничивающей обмоткой (рис. 7.4, а) с током I . По закону полного тока (см. приложение 2), $\oint H dl = \sum I$ или $H 2\pi r_{cp} = Iw$. Следовательно, напряженность магнитного поля $H = Iw / (2\pi r_{cp})$, где r_{cp} — средний радиус магнитопровода, w — число витков катушки.

Магнитное поле в магнитопроводе определяется одновременным действием тока I и намагнитченности M :

$$B = \mu_0 (H + M).$$

Для замкнутого кольцевого магнитопровода напряженность магнитного поля $H = Iw/l$, где $l = 2\pi r_{cp}$. В общем случае

$$H = B/\mu_0 - M. \quad (7.1)$$

Для кольцевого магнитопровода с воздушным зазором (рис. 7.4, б) напряженность магнитного поля может быть найдена по закону полного тока

$$Iw = H_{ст} l_{ст} + H_{в} l_{в} \quad (7.2)$$

с учетом зависимости $B(H)$ для материала магнитопровода.

Аналогичность записи уравнений для электрических и магнитных цепей (табл. 7.4) позволяет применять для анализа и синтеза последних методы расчета электрических цепей. Особенностью и основной трудностью при расчете магнитных цепей является нелинейный характер зависимости $B(H)$ и связанное с ним непостоянство μ . Магнитные цепи нелинейны и для их расчета используют методы, описанные в гл. 5.

Синтез цепи. Задача синтеза магнитной цепи состоит в нахождении м. д. с. или намагничивающего тока по заданному магнитному потоку. Эта задача наиболее проста, так как значение магнитного потока Φ позволяет определить магнитную индукцию B и, следовательно, напряженность магнитного поля для всех участков цепи $H_i = B_i/\mu_{ai} = \frac{\Phi_i}{S_i \mu_{ai}}$ и м. д. с. $F = \sum H_i l_i = Iw$.

Пример 7.1. Найти намагничивающий ток I электромагнита с П-образным сердечником (рис. 7.5), обеспечивающий в воздушном зазоре магнитный поток $\Phi = 10^{-4}$ Вб. Геометрические размеры сердечника, число витков катушки w и материал, из которого изготовлен магнитопровод, известны: площадь сечения сердечника $S_1 = 2$ см², площадь сечения пластины $S_2 = 1,2$ см², $l_1 = 18$ см, $l_2 = 5$ см, $l_{в} = 0,1$ см, $w = 1000$. Материал сердечника и пластины — технически чистое железо.

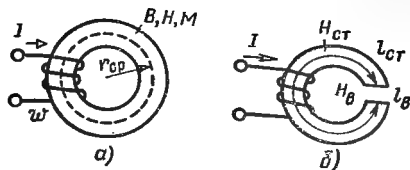


Рис. 7.4

Электрические величины

$$\text{Э. д. с. } e = \oint \mathbf{E}_{\text{стр}} d\mathbf{l} = \sum E_i$$

$$\text{Электрический ток } I = \int_S \mathbf{J} dS$$

$$\text{Электрическое сопротивление } R = 1/(\gamma S)$$

$$\text{Напряжение, разность потенциалов } U_{ab} = V_a - V_b$$

Плотность тока $\mathbf{J}$ Напряженность электрического поля $\mathbf{E}$ Удельная проводимость γ

Магнитные величины

$$\text{М. д. с. } F = \oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum I_i w_i$$

$$\text{Магнитный поток } \Phi = \int_S \mathbf{B} dS$$

$$\text{Магнитное сопротивление } R_M = l/(\mu_a S)$$

$$\text{Разность скалярных магнитных потенциалов } U_{Mab} = \int_a^b \mathbf{H} d\mathbf{l} = V_{Ma} - V_{Mb}$$

Магнитная индукция $\mathbf{B}$ Напряженность магнитного поля $\mathbf{H}$ Абсолютная магнитная проницаемость μ_a

Закон Ома

$$I = U/R$$

$$\Phi = U_M/R_M$$

Первый закон Кирхгофа

$$\sum I_i = 0 \text{ в узле}$$

$$\sum \Phi_i = 0 \text{ в узле}$$

Второй закон Кирхгофа для замкнутого контура

$$\sum U = 0; \sum I_i R_i = \sum E_i$$

$$\sum U_M = \sum F; \sum \Phi_i R_{Mi} = \sum F_i$$

Решение. Схема замещения магнитной цепи изображена на рис. 7.6, где воздушным зазором ($\mu_r = 1$) соответствуют линейные сопротивления, а сердечнику и пластине — нелинейные.

По второму закону Кирхгофа, для магнитной цепи

$$F = Iw = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_B 2l_B.$$

При $\Phi_B \approx \Phi_{\text{ст}} = \Phi$ магнитная индукция $B_1 = \Phi/S_1 = 0,5$ Тл; $B_2 = \Phi/S_2 = 0,833$ Тл.

Значения $H_1 = 84$ А/м, $H_2 = 98$ А/м находят по кривой намагничивания (кривая 4 на рис. 7.2) для соответствующих значений магнитной индукции. Для воздушного зазора $B_B = B_1$; $H_B = B_1/\mu_0 = 398\,000$ А/м. Таким образом, $I = (H_1 l_1 + H_2 l_2 + 2H_B l_B)/w = 0,816$ А.

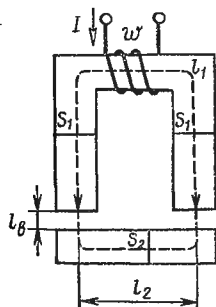


Рис. 7.5

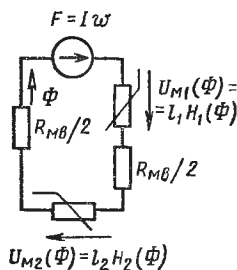


Рис. 7.6

Анализ цепи. Задача анализа состоит в нахождении магнитного потока по заданному значению м. д. с.; ее решение значительно сложнее, чем задачи синтеза. На рис. 7.7 представлено графическое решение. На рисунке в координатах Φ и U_M построены зависимости для нелинейного $\Phi_{ст}(U_M)$ и линейного $\Phi = (F - U_M)/R_{м.в}$ участков магнитной цепи. Точка A пересечения этих зависимостей позволяет найти искомое значение потока Φ_A (см. § 5.2, рис. 5.6).

Для определения Φ методом последовательных приближений задаются произвольным значением потока Φ_1 (первое приближение). Решая задачу синтеза, находят м. д. с. F_1 . Если значение F_1 отличается от заданного, то берут другое значение Φ_2 и вычисляют новое значение м. д. с. F_2 и т. д. Решение заканчивается, когда F_n становится достаточно близким к заданному значению.

Расчет цепи с постоянным магнитом. Магнитопровод в виде ферромагнитного кольца с воздушным зазором (см. рис. 7.4, б) предварительно намагничен до насыщения. Определить магнитный поток в зазоре.

Магнитная цепь состоит из двух участков: магнитопровода, где напряженность магнитного поля в стали $H_{ст}$, и воздушного зазора, где $H_B = B_B/\mu_0$. При $S_B \approx S_{ст}$; $\Phi_B \approx \Phi_{ст}$

$$B_B \approx B_{ст} \quad (7.3)$$

По закону полного тока,

$$H_B l_B + H_{ст} l_{ст} = 0 \text{ или } U_{м.ст} = -U_{м.в} \quad (7.4)$$

Из (7.3) и (7.4) получаем

$$H_{ст} = -\frac{B_{ст}}{\mu_0} \frac{l_B}{l_{ст}}$$

Задачу можно решить графически, построив на одном рисунке кривые $\Phi(U_M)$ для стали и воздушного зазора (рис. 7.8) и найдя точку их пересечения. Кривая $\Phi_{ст}(U_M)$ получается из кривой размагничивания (см. рис. 7.3) путем пересчета $\Phi_{ст} = BS_{ст}$ и $U_M = H_{ст} l_{ст}$. Для воздушного зазора зависимость

$$\Phi_B(U_M) = \frac{U_{м.в}}{R_{м.в}} = \frac{U_{м.в}}{l_B} \mu_0 S_B \quad (7.5)$$

представляет собой прямую, угол наклона которой к оси абсцисс

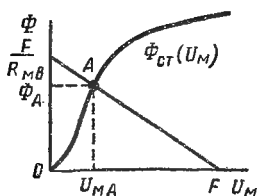


Рис. 7.7

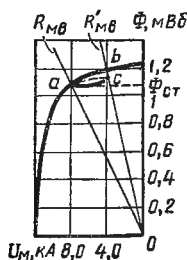


Рис. 7.8

зависит от магнитного сопротивления воздушного зазора $R_{м.в} = l_b/(\mu_0 S_a)$.

Пример 7.2. Определить магнитный поток в воздушном зазоре кольцеобразного постоянного магнита из сплава ЮНДК25БА, если площадь сечения магнита $S = 10 \text{ см}^2$, длина средней магнитной линии $l = 20 \text{ см}$, длина воздушного зазора $l_b = 1 \text{ см}$.

Решение. Магнитное сопротивление воздушного зазора $R_{м.в} = l_b/(\mu_0 S) = 10^{-2}/(1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3}) = 7,96 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$. На рис. 7.8 изображена построенная в координатах $\Phi_{ст} = B_{ст}S$ и $U_m = H_{ст}l$ кривая размагничивания материала магнита (кривая 1 на рис. 7.3). На этом же рисунке изображена прямая $\Phi = U_{м.в}/R_{м.в}$. Точка их пересечения a соответствует одним и тем же значениям Φ и U_m для сердечника и воздушного зазора. Таким образом, $U_{м.в} = 8 \text{ кА}$, $\Phi = 1,1 \text{ мВб}$, что соответствует $B_b = 1,1 \text{ Тл}$; $H_b = 800 \text{ кА/м}$.

Пример 7.3. Найти магнитный поток в воздушном зазоре магнита (см. пример 7.2), если длина зазора уменьшена до $l_b = 0,5 \text{ см}$.

Решение. Следует уточнить, когда был изменен зазор, до намагничивания или после. В первом случае решение аналогично решению примера 7.2, только значение $R'_{м.в} = l_b/(\mu_0 S) = 3,98 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$ в два раза меньше, так как уменьшена длина воздушного зазора. Этому сопротивлению соответствует прямая $R'_{м.в}$. Решением является точка b с координатами $\Phi = 1,2 \text{ мВб}$; $U_m = 4,3 \text{ кА}$, что соответствует $B_b = 1,2 \text{ Тл}$; $H_b = 860 \text{ кА/м}$.

Во втором случае, если зазор был уменьшен, например введением в него ферромагнитного диска толщиной $0,5 \text{ см}$ после намагничивания, решением является точка c пересечения прямой $R'_{м.в}$ с частным циклом перемагничивания, начинающимся в точке a .

§ 7.3. Магнитная цепь при переменной м. д. с. Эквивалентный синусоидальный ток

В катушках со стальными магнитопроводами при синусоидальном напряжении на зажимах токи оказываются несинусоидальными. Если пренебречь активным сопротивлением катушки и потоком рассеяния, то напряжение

$$u = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{d\Psi}{dt} = w \frac{d\Phi_{ст}}{dt}, \quad (7.6)$$

магнитный поток в стали

$$\Phi_{ст} = \frac{U_m}{\omega w} \sin \omega t, \quad (7.7)$$

а следовательно, и магнитная индукция изменяются во времени по синусоидальному закону. Несинусоидальность тока связана с нелинейной зависимостью $\Phi(i)$. На рис. 7.9 по точкам 0–4 построена зависимость $i(t)$, соответствующая синусоидальному потоку $\Phi_{ст}$ и учитывающая гистерезисный характер $\Phi(i)$. Помимо несинусоидальности тока имеет место также сдвиг во времени моментов прохождения через нуль тока и магнитного потока. Ток обращается в нуль раньше, чем магнитный поток.

Несинусоидальный ток, как и любую периодическую функцию, удовлетворяющую условиям Дирихле, можно разложить в тригонометрический ряд (ряд Фурье):

$$i(t) = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k). \quad (7.8)$$

Первый член ряда называют *постоянной составляющей*, второй член — *первой гармоникой*, третий член — *второй гармоникой* и т. д. Постоянная составляющая равна среднему значению тока за период:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt. \quad (7.9)$$

Вследствие нечетности функции основной кривой намагничивания постоянная составляющая и амплитуды четных гармоник токов в катушках со стальными магнитопроводами равны нулю. При этом в разложении (7.8) присутствуют значительные нечетные гармоники, особенно велика третья гармоника.

Переменный магнитный поток вызывает в магнитопроводе вихревые токи, которые зависят от частоты, проводимости материала магнитопровода и его формы. Помимо потерь энергии вихревые токи размагничивают магнитопровод, вытесняя магнитный поток к поверхности.

Для снижения влияния вихревых токов магнитопровод собирают из отдельных электрически изолированных друг от друга тонких листов. Мощность потерь от вихревых токов

$$P_v = \sigma_v f^2 B_m^2 G, \quad (7.10)$$

где σ_v — коэффициент, зависящий от сорта стали и размера стальных листов; f — частота; G — масса рассматриваемой части магнитопровода. Удельные потери энергии от гистерезиса в магнитных материалах за один цикл перемагничивания равны площади петли гистерезиса. Мощность потерь от гистерезиса

$$P_r = \sigma_r f B_m^n G, \quad (7.11)$$

где σ_r — коэффициент, зависящий от сорта стали; $n = 1,6$ при $0,1 < B_m < 1,0$ Тл и $n = 2$ при $B_m > 1$ Тл.

При $B_m \approx 1$ Тл, $f = 50$ Гц суммарные удельные (на 1 кг массы) потери для электротехнической стали составляют 1–2 Вт/кг.

Для расчета цепей, содержащих катушки со стальным магнитопроводом, последние заменяют условно-нелинейными элементами (см. § 5.2), в которых возникновение синусоидального магнитного потока обусловлено действием эквивалентного синусоидального тока $i_{\text{эк}}$. Условием эквивалентности являются равенства действующих токов $I =$

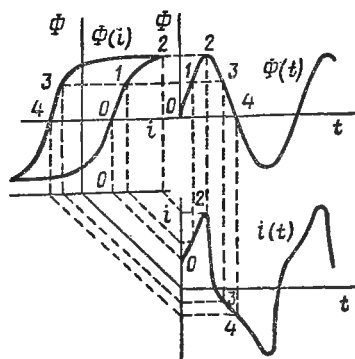


Рис. 7.9

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = I_{\text{эк}} \text{ и мощности потерь } P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt, \text{ обусловленных}$$

этими токами. Такая замена позволяет применять комплексный метод и векторные диаграммы при расчете нелинейной цепи.

На рис. 7.10, а изображены кривые $\Phi(i)$, $i(t)$ и $i_{\text{эк}}(t)$. Эквивалентный ток $\dot{I}_{\text{эк}}$ можно представить в виде суммы двух слагаемых: тока намагничивания $\dot{I}_{\mu}$, совпадающего по фазе с магнитным потоком $\dot{\Phi}$, и активного тока $\dot{I}_a$, совпадающего по фазе с напряжением на катушке $\dot{U}$:

$$\dot{I}_{\text{эк}} = \dot{I}_{\mu} + \dot{I}_a. \quad (7.12)$$

Тогда

$$\dot{U} = j\omega\dot{\Phi} = j\omega L_{\mu}\dot{I}_{\mu} = j \frac{\dot{I}_{\mu}}{B}; \quad \dot{U} = \dot{I}_a/G. \quad (7.13)$$

Этим уравнениям соответствуют схемы замещения катушки (рис. 7.10, б) и векторная диаграмма (рис. 7.10, в).

Сдвиг фаз φ между током $\dot{I}_{\text{эк}}$ и напряжением $\dot{U}$ определяется активной мощностью, потребляемой катушкой: $P = UI_{\text{эк}} \cos \varphi$.

Угол магнитных потерь $\delta = \pi/2 - \varphi$.

Пример 7.4. Катушка со стальным магнитопроводом включена в сеть при $f = 50$ Гц, $U = 220$ В. Амперметр электродинамической системы показывает 0,2 А, а ваттметр — 5 Вт. Определить параметры эквивалентной синусоиды тока и схемы замещения катушки (рис. 7.10, б).

Решение. Действующее значение тока равно 0,2 А, поэтому $I_{\text{эк}} = 0,2$ А.

Сдвиг фаз эквивалентной синусоиды тока относительно синусоиды напряжения

$$\varphi = \arccos \frac{P}{IU} = \arccos \left(\frac{5}{220 \cdot 0,2} \right) = 83^\circ 30'.$$

Следовательно, составляющие тока (рис. 7.10, б, в)

$$I_{\mu} = I_{\text{эк}} \sin \varphi = 0,1987 \text{ А};$$

$$I_a = I_{\text{эк}} \cos \varphi = 0,0227 \text{ А}.$$

Полная проводимость катушки $Y = I/U = 0,9091$ мСм, а ее составляющие $G = P/U^2 = 0,1033$ мСм; $B = \sqrt{Y^2 - G^2} = 0,9039$ мСм.

На рис. 7.11, а схематически изображено магнитное поле катушки со стальным магнитопроводом. Часть магнитного поля замыкается

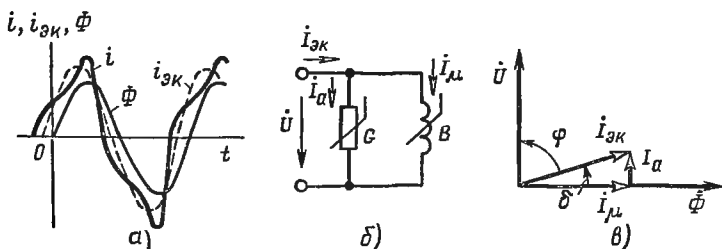


Рис. 7.10

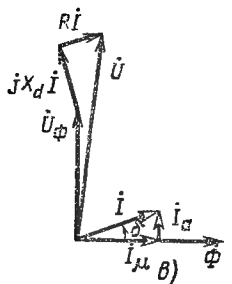
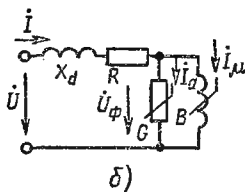
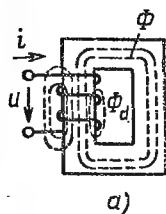


Рис. 7.11

помимо магнитопровода через воздух, образуя магнитный поток рассеяния Φ_d , который определяет индуктивность рассеяния

$$L_d = w\Phi_d/I \quad (7.14)$$

и индуктивное сопротивление

$$X_d = \omega L_d. \quad (7.15)$$

Падение напряжения на этом сопротивлении, а также на активном сопротивлении катушки

$$\Delta U = (R + jX_d) \dot{I}. \quad (7.16)$$

Таким образом, для катушки со стальным магнитопроводом с учетом потоков рассеяния и сопротивления обмотки

$$\dot{U} = j\omega w\Phi_{ct} + \dot{I}(R + j\omega L_d). \quad (7.17)$$

На рис. 7.11, б, в показаны схема замещения катушки со стальным магнитопроводом и векторная диаграмма, соответствующая уравнениям (7.12) и (7.17).

В цепях, содержащих катушку со стальным магнитопроводом и конденсатор, наблюдается явление феррорезонанса, когда плавное изменение напряжения вызывает скачкообразное изменение фазы и амплитуды основной гармоники тока, или, наоборот, плавное изменение тока сопровождается скачкообразным изменением фазы и амплитуды напряжения. Первый случай имеет место при последовательном соединении катушки и конденсатора и называется *феррорезонансом напряжений*. Второй случай имеет место при параллельном соединении (рис. 7.12, а) и называется *феррорезонансом токов*.

Приближенное исследование процессов феррорезонанса проводится в предположении отсутствия потерь в катушке и конденсаторе и замены несинусоидальных тока, напряжения и магнитного потока эквивалентными

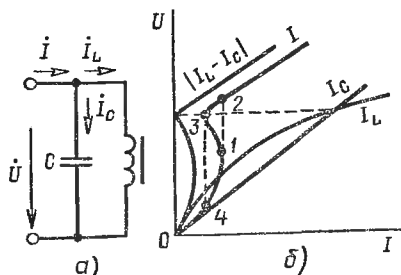


Рис. 7.12

синусоидальными. Ток конденсатора I_C опережает $\dot{U}$ на $\pi/2$ и пропорционален приложенному напряжению $\dot{U}$. Ток катушки I_L отстает по фазе на $\pi/2$ от напряжения $\dot{U}$, и между их действующими значениями имеет место нелинейная зависимость $I_L(U)$ (рис. 7.12, б), обусловленная нелинейностью материала магнитопровода катушки. Суммарный ток LC -контура равен разности токов $I_L - I_C$. При учете потерь и несинусоидальности тока зависимость $U(I)$ не доходит до точки $I = 0$, а имеет вид кривой I , изображенной на рис. 7.12, б. При возрастании тока от нуля до значения, соответствующего точке 1, напряжение плавно растет (ток опережает по фазе напряжение), затем происходит скачок напряжения (точки 1, 2) и скачок фазы (ток становится индуктивным, отстает от напряжения). При уменьшении тока наблюдается скачок в обратном направлении (из точки 3 в точку 4).

§ 7.4. Магнитная цепь при постоянной и переменной м. д. с.

Одновременное действие постоянной F_0 и переменной F_1 м. д. с. проявляется в цепях с отдельными катушками постоянного и переменного тока, а также в результате появления постоянной составляющей в катушке переменного тока:

$$F = F_0 + F_1 = I_0 w_0 + w_1 I_{1m} \sin \omega t.$$

Наличие постоянной составляющей F_0 смещает рабочую точку (см. § 5.2) на кривой намагничивания, тем самым изменяя значение μ_r (см. рис. 7.2, б) и, следовательно, меняя связь между переменными составляющими напряжения и тока. Зависимость $\mu_r(F_0)$ используют для управления индуктивностью катушки в магнитных модуляторах, усилителях, LC -генераторах.

Пример 7.5. Катушка со стальным магнитопроводом и обмоткой подмагничивания w_0 подключена к источнику синусоидального тока $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$. Определить магнитный поток $\Phi(t)$ в катушке и форму напряжения u_1 на обмотке переменного тока при различных значениях тока подмагничивания I_0 .

Решение. Задачу решают графически (рис. 7.13), используя кривую намагничивания стали $\Phi(F)$. Для каждого значения $F = i_1 w_1 + I_0 w_0$ находят по этой кривой значение Φ . Напряжение на обмотке переменного тока рассчитывают дифференцированием кривой $\Phi(t)$: $u_1(t) = w_1 \frac{d\Phi}{dt}$.

На рис. 7.13, а построены кривые для $I_0 = 0$, а на рис. 7.13, б — для $I_0 > 0$. Если в первом случае кривые $\Phi(t)$, $u_1(t)$ симметричны и содержат только нечетные гармоники, то во втором они содержат наряду с нечетными и четные гармоники.

При одном и том же токе I_{1m} действующее напряжение U_1 зависит не только от I_{1m} , но и от I_0 . Оно тем меньше, чем больше I_0 . Таким образом, с помощью тока I_0 можно изменять индуктивное сопротивление цепи переменного тока $X_L = U/I_1$. Постоянная составляющая результирующего магнитного потока Φ_{01} меньше постоянного магнитного потока Φ_0 , создаваемого током I_0 , что связано с асимметрией кривой $F(\Phi)$ в рабочей точке А. Таким образом, переменный ток в обмотке w_1 , в свою очередь, изменяет постоянную составляющую магнитного потока, оказывая размагничивающее действие.

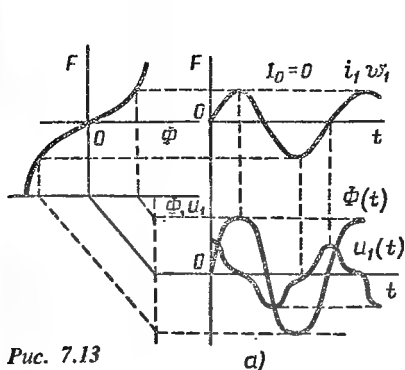
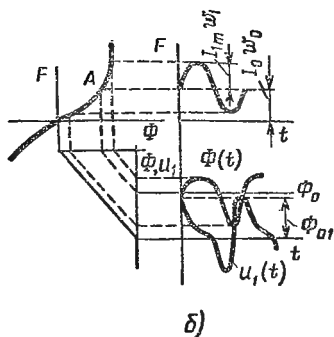


Рис. 7.13



§ 7.5. Комплексная магнитная проницаемость и комплексная индуктивность

Метод условной линеаризации нелинейных цепей состоит в замене реальных нелинейных элементов условно-нелинейными, параметры которых зависят уже не от мгновенных значений электрических или магнитных величин, а от их амплитудных или действующих значений. В этом случае при фиксированной амплитуде цепь оказывается линейной и ее расчет существенно упрощается.

При условной линеаризации несинусоидально изменяющиеся величины заменяют эквивалентными синусоидальными и используют комплексные параметры материалов. При этом устанавливается нелинейная зависимость между действующими значениями эквивалентных синусоидальных величин (см. § 7.3).

Для синусоидальных $B = \Phi_{ст}(t)/S_{ст}$ и $H = wi(t)/l_{ст}$ можно определить комплексную абсолютную проницаемость:

$$\underline{\mu}_a = \dot{B}/\dot{H} = \mu_0 \underline{\mu}_r = \mu_0 (\mu'_r - j\mu''_r) = \mu_0 \mu_r e^{-j\delta} \quad (7.18)$$

и комплексное удельное магнитное сопротивление:

$$\underline{\rho}_m = 1/(\mu_0 \underline{\mu}_r) = \rho'_m + j\rho''_m \quad (7.19)$$

где ρ'_m определяет реактивную мощность намагничивания; ρ''_m — потери в стали.

Комплексная индуктивность

$$\underline{L} = L' - jL'' = w^2 \underline{\mu}_a S/l. \quad (7.20)$$

Для схемы замещения рис. 7.10, б

$$L' = \frac{B/\omega}{G^2 + B^2}; \quad L'' = \frac{G/\omega}{G^2 + B^2}. \quad (7.21)$$

Для магнитной цепи (см. табл. 7.4) комплексное магнитное сопротивление

$$\underline{Z}_m = \frac{l}{\mu_0 \underline{\mu}_r S} = \frac{l}{S} \underline{\rho}_m. \quad (7.22)$$

По закону Ома (см. табл. 7.4),

$$\dot{\Phi} = \dot{F}/\underline{Z}_m. \quad (7.23)$$

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ, ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Электротехнические устройства можно разделить на две группы. К первой группе относятся устройства, принцип действия которых основан только на электрических и магнитных явлениях, ко второй — устройства, принцип действия которых связан также и с механическими силами, перемещениями, тепловым или световым воздействием.

Устройства первой группы не имеют подвижных частей и являются статическими (электромагнитные и электронные преобразователи, преобразующие ток или напряжение) (см. раздел третий, четвертый).

Устройства второй группы (приборы для электрических измерений, электрические машины и аппараты управления) преобразуют электромагнитное воздействие в наблюдаемый визуально сигнал (см. раздел пятый) или механическое воздействие (см. раздел шестой).

При рассмотрении каждого из этих устройств применяют электрические схемы их замещения, являющиеся по существу математической моделью устройства, анализ которой дает возможность судить о работе устройства и делать практические выводы о его конструкции.

Простота анализа линейных схем замещения заставляет искать для каждого из устройств линейную схему замещения. Во многих случаях такая схема замещения позволяет составить достаточное представление о работе устройства. В отдельных случаях линейная модель не может дать удовлетворительное представление о работе устройства. Это прежде всего относится к электронным и машинным генераторам, стабилизаторам, запоминающим устройствам, магнитным усилителям, принцип действия которых может быть описан только на основании схем замещения, содержащих нелинейные части.

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ГЛАВА 8

ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 8.1. Конструкция и основные параметры

Трансформатор — это статический (без вращающихся частей) электромагнитный аппарат, осуществляющий преобразование электрической энергии переменного тока с одним значением напряжения (тока) в

электрическую энергию с другим значением напряжения (тока) при сохранении неизменной частоты переменного тока.

Устройство трансформатора показано на рис. 8.1. На магнитопроводе 1, собранном из покрытых с двух сторон тонким слоем изоляции листов электротехнической стали, помещают обмотки 2 и 3, имеющие w_1 и w_2 витков соответственно. Первичная обмотка 2 подключена к источнику электрической энергии переменного тока, а вторичная 3 — к приемнику электрической энергии (нагрузке трансформатора Z_H).

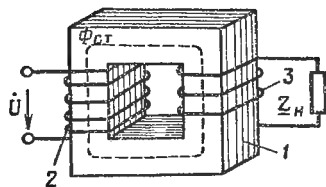


Рис. 8.1

Обмотку, имеющую большее число витков, называют *обмоткой высшего напряжения*, а меньшее число витков — *обмоткой низшего напряжения*. Отношение $n = w_{BH}/w_{HN}$ числа витков обмотки высшего напряжения w_{BH} к числу витков обмотки низшего напряжения w_{HN} называют *коэффициентом трансформации*. М. д. с. обеих обмоток создают магнитные потоки, замыкающиеся через стальной магнитопровод и воздух.

Основной поток $\Phi_{ст}$ замыкается по магнитопроводу и сцеплен с обеими обмотками. Магнитные потоки рассеяния Φ_d , замыкающиеся частично по воздуху, сцеплены только с одной из обмоток.

Номинальными параметрами трансформатора называют параметры, указанные заводом-изготовителем. В частности, приводятся номинальные напряжения $U_{ном}$ обмоток, номинальная полная мощность $S_{ном} = U_{ном} I_{ном}$, ток холостого хода $I_{1х}$ в процентах от номинального, напряжение короткого замыкания $U_{1к}$ также в процентах от номинального. Мощность холостого хода $P_x = U_{1к} I_{1к} \cos \varphi_{1к}$, мощность короткого замыкания $P_k = U_{1к} I_{1к} \cos \varphi_{1к}$ (см. § 8.4).

§ 8.2. Основные уравнения однофазного трансформатора

Электромагнитная схема трансформатора приведена на рис. 8.2.

Первичная обмотка. Напряжение u_1 , подведенное к первичной обмотке трансформатора, в соответствии со вторым законом Кирхгофа равно сумме падения напряжения на активном сопротивлении обмотки R_1 и двух э. д. с., обусловленных магнитными потоками $\Phi_{ст}$ и Φ_{1d} , сцепленными с первичной обмоткой:

$$u_1 = i_1 R_1 + w_1 \frac{d\Phi_{ст}}{dt} + L_{1d} \frac{di_1}{dt}. \quad (8.1)$$

Схема замещения первичной обмотки трансформатора изображена на рис. 8.3, а.

Индуктивность рассеяния первичной обмотки L_{1d} обусловлена магнитным потоком Φ_{1d} создаваемым током i_1 и замыкающимся частично по воздуху минуя вторичную обмотку: $w_1 \Phi_{1d} = L_{1d} i_1$.

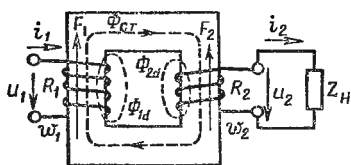
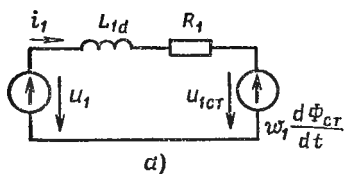
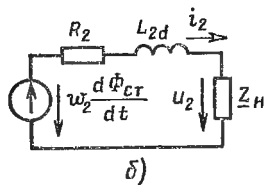


Рис. 8.2



а)



б)

Рис. 8.3

Вторичная обмотка. По второму закону Кирхгофа,

$$u_2 = w_2 \frac{d\Phi_{CT}}{dt} - i_2 R_2 - L_{2d} \frac{di_2}{dt}. \quad (8.2)$$

Индуктивность рассеяния вторичной обмотки L_{2d} обусловлена магнитным потоком Φ_{2d} , создаваемым током i_2 и замыкающимся по воздуху минуя первичную обмотку: $w_2 \Phi_{2d} = L_{2d} i_2$. Схема замещения вторичной обмотки трансформатора показана на рис. 8.3, б.

Сумма м. д. с. $F_1 = w_1 i_1$ и $F_2 = w_2 i_2$ с учетом выбранных положительных направлений (см. рис. 8.2) позволяет получить результирующую м. д. с.:

$$F = i_1 w_1 - i_2 w_2. \quad (8.3)$$

По закону полного тока (см. § 7.2),

$$\oint H_{CT} dl = \sum_k i_k w_k; \quad H_{CT} l_{CT} = i_1 w_1 - i_2 w_2;$$

$$\Phi_{CT} = S_{CT} B_{CT}; \quad B_{CT} = B_{CT}(H_{CT}). \quad (8.4)$$

На практике из-за относительной малости $i_1 R_1$ и Φ_{1d} $u_1 \approx w_1 \frac{d\Phi_{CT}(t)}{dt}$, т. е. значение $\Phi_{CT}(t)$ определяется приложенным к первичной обмотке трансформатора напряжением $u_1(t)$. При синусоидальном напряжении $u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$

$$U_1 = \omega w_1 \Phi_{CT} = 4,44 f w_1 \Phi_{CTm}, \quad (8.5)$$

где U_1 — действующее значение напряжения, В; f — частота сети, Гц; $\Phi_{CTm} = \sqrt{2} \Phi_{CT}$ — амплитуда магнитного потока в стали, Вб.

Неизменность Φ_{CTm} имеет место при постоянстве H_{CTm} и F_m . При этом могут быть различные значения токов i_1 и i_2 , однако суммарная м. д. с. остается одной и той же: $F = w_1 i_1 - w_2 i_2 = \text{const}$. Если при $i_2 = 0$ $i_1 = i_{1x}$, то

$$F = w_1 i_{1x} = w_1 i_1 - w_2 i_2. \quad (8.6)$$

Считая токи i_1 , i_2 , магнитный поток $\Phi_{\text{ст}}$ и напряжение u_1 синусоидальными (см. § 7.3) и переходя к комплексным действующим значениям, основные уравнения для трансформатора (8.1), (8.2) и (8.6) можно записать следующим образом:

для первичной обмотки

$$\dot{U}_1 = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{ст}} + \dot{I}_1 \underline{Z}_1; \quad \underline{Z}_1 = R_1 + jX_{1d}, \quad (8.7)$$

для вторичной обмотки

$$\dot{U}_2 = j\omega w_2 \dot{\Phi}_{\text{ст}} - \dot{I}_2 \underline{Z}_2; \quad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_{2d}. \quad (8.8)$$

Суммарная м. д. с.

$$\dot{F} = w_1 \dot{I}_{1x} = w_1 \dot{I}_1 - w_2 \dot{I}_2. \quad (8.9)$$

§ 8.3. Схема замещения трансформатора

Для создания единой схемы замещения обмоток 1 и 2 осуществляют приведение вторичной обмотки к первичной. Оно заключается в таком преобразовании переменных и параметров вторичной цепи, при котором в уравнениях (8.2) и (8.3) число витков w_2 заменяют на w_1 , а все мощности и сдвиги фаз оставляют неизменными. Это достигается умножением (8.8), (8.9) на w_1/w_2 и $1/w_1$ и соответствующей заменой u_2 , i_2 , R_2 и L_{2d} на u'_2 , i'_2 , R'_2 , L'_{2d} . Таким образом,

$u'_2 = \frac{w_1}{w_2} u_2$; $i'_2 = \frac{w_2}{w_1} i_2$; $R'_2 = (w_1/w_2)^2 R_2$; $L'_{2d} = (w_1/w_2)^2 L_{2d}$; $\underline{Z}'_H = (w_1/w_2)^2 \underline{Z}_H$. Основные уравнения трансформатора (8.8) и (8.9) для приведенных параметров вторичной цепи принимают следующий вид:

$$\dot{U}'_2 = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{ст}} - \dot{I}'_2 \underline{Z}'_2; \quad \underline{Z}'_2 = R'_2 + j\omega L'_{2d}; \quad (8.10)$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{1x} = \dot{I}_1 - \dot{I}'_2. \quad (8.11)$$

В соответствии с уравнениями (8.7), (8.10) и (8.11) можно построить Т-образную схему замещения трансформатора (рис. 8.4, а). Ветви G_0 , B_0 называют ветвями намагничивания; их параметры определяются соотношением между током $\dot{I}_0$ и напряжением $\dot{U}_0 = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{ст}}$ в магнитной цепи трансформатора (см. § 7.3). На рис. 8.4, б изображена упрощенная Г-образная схема замещения трансформатора, не учитывающая различия между $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_0$ при расчете $\dot{I}_0$.

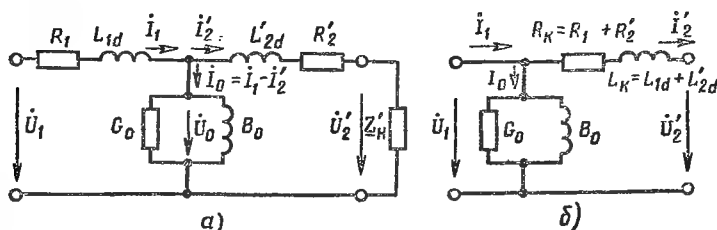
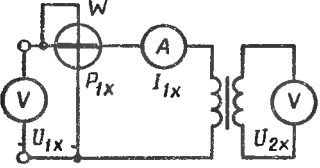
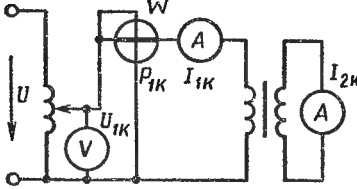


Рис. 8.4

§ 8.4. Определение параметров схемы замещения трансформатора. Построение векторной диаграммы

Определение параметров схемы замещения трансформатора осуществляют по данным опытов холостого хода и короткого замыкания. Эти опыты выполняют в соответствии со схемами, приведенными в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Схема	Устанавли- вается	Изме- ряет- ся	Определяется
	$U_{1x} = U_{1\text{ном}}$	$U_{2x};$ $I_{1x};$ P_{1x}	$\cos \varphi_K = P_{1x}/(U_{1x}I_{1x});$ $n_{12} = U_{1x}/U_{2x};$ $\delta = \pi/2 - \varphi_K;$ $G_0 = P_{1x}/U_{1x}^2;$ $B_0 = \sqrt{(I_{1x}/U_{1x})^2 - G_0^2}$
	$I_{1K} = I_{1\text{ном}}$	$I_{2K};$ $U_{1K};$ P_{1K}	$\cos \varphi_K = P_{1K}/(U_{1K}I_{1K});$ $n_{12} = I_{2K}/I_{1K};$ $Z_K = U_{1K}/I_{1K};$ $R_K = P_{1K}/I_{1K}^2;$ $X_K = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2}$

При опыте холостого хода к первичной обмотке подводят $U_{1x} = U_{1\text{ном}}$, измеряют P_{1x} , I_{1x} и U_{2x} . По этим данным находят:

- 1) коэффициент трансформации $n_{12} = w_1/w_2 \approx U_{1x}/U_{2x}$ (предполагается, что $U_1 > U_2$);
- 2) мощность не зависящих от тока нагрузки потерь в стали магнитопровода трансформатора (см. § 7.3) $P_{\text{ст}} = P_{1x}$;
- 3) сопротивление $Z_x = U_{1x}/I_{1x}$; $\cos \varphi_K = P_{1x}/(U_{1x}I_{1x})$. В соответствии с упрощенной схемой замещения ($Z_0 \gg Z_1$) (рис. 8.5, а) $Y = G_0 - jB_0 = 1/Z_x$; $|Y_0| = Y_0 = I_{1x}/U_{1x}$, откуда $G_0 = P_{1x}/U_{1x}^2$; $B_0 = \sqrt{Y_0^2 - G_0^2}$;

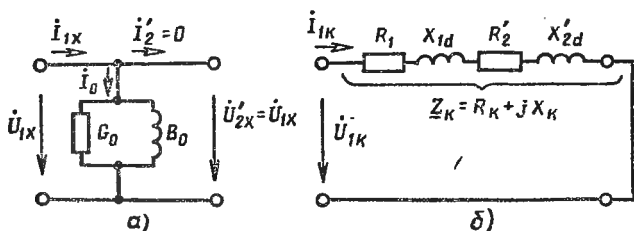


Рис. 8.5

4) угол магнитных потерь $\delta = \pi/2 - \varphi_k$.

Опыт короткого замыкания проводят при пониженном напряжении $U_{1к}$, при котором токи обмоток достигают номинальных значений $I_{1к} = I_{1ном}$; $I_{2к} = I_{2ном}$. Измеряют $P_{1к}$, $I_{1к}$, $U_{1к}$ и по этим данным находят:

1) коэффициент трансформации $n_{12} = w_1/w_2 \approx I_{2к}/I_{1к}$; он должен иметь примерно такое же значение, что и при опыте холостого хода;

2) мощность потерь в меди обмоток трансформатора при номинальных токах $P_m = P_{1к}$;

3) сопротивление $Z_k = U_{1к}/I_{1к}$; коэффициент мощности $\cos \varphi_k = P_{1к}/(U_{1к} I_{1к})$. В соответствии с упрощенной схемой замещения ($Z_0 \gg Z_1 \approx Z_2$) (рис. 8.5, б) $R_k = P_{1к}/I_{1к}^2$; $X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$. На практике считают $R_1 = R_2 = R_k/2$; $X_{1д} = X_{2д} = X_k/2$.

Векторные диаграммы напряжений и токов трансформатора строят в соответствии с уравнениями (8.7)–(8.9), а для схемы замещения – согласно уравнениям (8.10) и (8.11).

Расчет режима работы трансформатора при заданной нагрузке Z_n производят аналогично расчету разветвленной цепи синусоидального тока (см. § 2.13).

Построение векторной диаграммы трансформатора для Т-образной схемы замещения (см. рис. 8.4) осуществляют следующим образом:

для вторичной цепи (рис. 8.6, а):

1) откладывают вектор $\dot{U}'_2$ и под углом $\varphi_2 = \arg(Z_n)$ к нему строят вектор $\dot{I}'_2$;

2) от конца вектора $\dot{U}'_2$ строят векторы $R'_2 \dot{I}'_2$ и $j\omega L'_{2д} \dot{I}'_2$; полученная сумма векторов $\dot{U}_0 = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{ст} = \dot{U}'_2 + R'_2 \dot{I}'_2 + j\omega L'_{2д} \dot{I}'_2$;

3) перпендикулярно вектору $\dot{U}_0$ строят вектор $\dot{\Phi}_{ст}$; для первичной цепи (рис. 8.6, б):

1) векторы $\dot{U}_0$ и $\dot{\Phi}_{ст}$ строят так же, как и для вторичной цепи;

2) под углом δ к вектору $\dot{\Phi}_{ст}$ откладывают вектор тока $\dot{I}_0$;

3) вектор $\dot{I}_1$ получают как сумму $\dot{I}_0 + \dot{I}'_2$;

4) от конца вектора $\dot{U}_0$ последовательно откладывают векторы $R_1 \dot{I}_1$ и $j\omega L_1 \dot{I}_1$; в результате получают вектор $\dot{U}_1$.

На рис. 8.6, в представлена совмещенная векторная диаграмма токов и напряжений первичной и вторичной обмоток трансформатора.

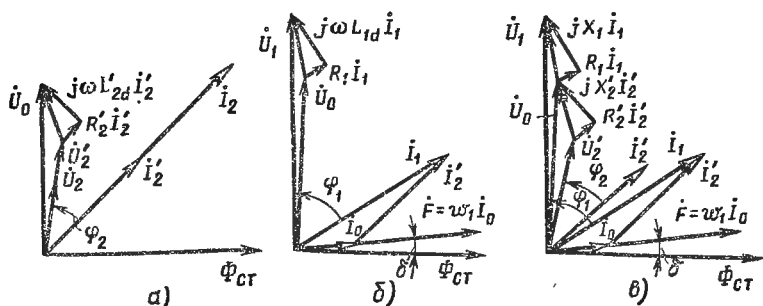


Рис. 8.6

§ 8.5. Внешняя характеристика и к. п. д. трансформатора

Ввиду наличия активного сопротивления обмоток трансформатора и магнитных потоков рассеяния напряжение на зажимах вторичной обмотки зависит от нагрузки. Такую зависимость называют *внешней характеристикой трансформатора*, она представляет собой семейство кривых $U_2/U_{2x} = f(\beta)$ (рис. 8.7). По оси абсцисс отложен коэффициент нагрузки $\beta = I_2/I_{2\text{ном}}$, а по оси ординат — относительное значение вторичного напряжения $U_2/U_{2x} = U'_2/U_{\text{ном}}$.

Рассматривая трансформатор как четырехполюсник (см. рис. 8.5, б), можно определить потерю напряжения (см. § 2.14) в процентах в предположении малости R_k и X_k , а следовательно, ΔU и сдвига фаз между $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$:

$$\Delta U = \frac{U_1 - U'_2}{U_1} 100 = \beta (U_a \cos \varphi_n + U_p \sin \varphi_n) \frac{1}{U_{\text{ном}}}$$

ИЛИ

$$\Delta U = \frac{U_k}{U_{\text{ном}}} 100 \beta (\cos \varphi_k \cos \varphi_n + \sin \varphi_k \sin \varphi_n),$$

где $U_a = \frac{P_k}{S_n} 100$; $U_p = \sqrt{U_k^2 - U_a^2}$ — активная и реактивная составляющие напряжения короткого замыкания.

К. п. д. трансформатора

$$\eta = P_2/P_1,$$

где P_2 — мощность вторичной цепи, отдаваемая нагрузке трансформатора; P_1 — мощность, потребляемая трансформатором из сети. Так как $P_1 \approx P_2$, более точное значение к. п. д. трансформатора получают, учитывая мощность потерь трансформатора $P_{\text{тр}}$:

$$\eta = (P_1 - P_{\text{тр}})/P_1 = 1 - P_{\text{тр}}/P_1,$$

где $P_{\text{тр}} = P_m + P_{\text{ст}} = \beta^2 P_k + P_{\text{lx}}$; $P_m = I_1^2 R_k$ — мощность потерь в меди обмоток; $P_{\text{ст}} = P_{\text{lx}}$ — мощность потерь в стали сердечника на вихревые токи и гистерезис. Тогда

$$\eta = 1 - \frac{P_{\text{lx}} + \beta^2 P_k}{\beta S_n \cos \varphi_n + P_{\text{lx}} + \beta^2 P_k}.$$

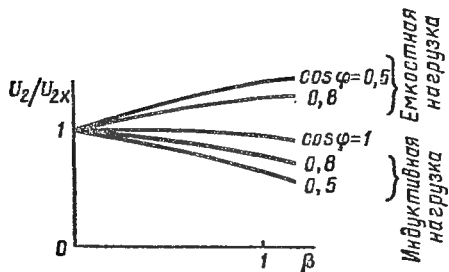


Рис. 8.7

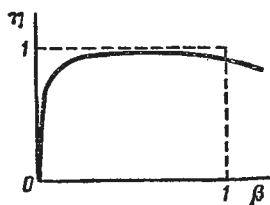


Рис. 8.8

Зависимость $\eta(\beta)$ трансформатора представлена на рис. 8.8. К. п. д. достигает максимального значения при $\beta = \sqrt{P_{1x}/P_K}$. Реактивная мощность, потребляемая трансформатором,

$$\Delta Q = \left(\frac{I_{1x}}{I_{ном}} + \beta \frac{U_p}{100} \right) S_n.$$

Параллельная работа трансформатора допускается при: 1) равенстве номинальных первичных и вторичных напряжений; 2) тождественности групп соединения обмоток (см. § 8.6); 3) равенстве напряжений короткого замыкания (допускается отклонение не более чем на 10% от среднего значения).

Распределение нагрузки между параллельно работающими трансформаторами 1 и 2:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{S_{1н}}{S_{2н}} \frac{U_{к2}}{U_{к1}}.$$

§ 8.6. Трехфазные трансформаторы

Трехфазный трансформатор имеет магнитопровод, состоящий из трех вертикальных стержней (рис. 8.9), соединенных между собой. На каждом стержне расположены обмотки высшего и низшего напряжения одной фазы. В силу симметричности трехфазной системы напряжений в каждый момент времени сумма м. д. с. фаз равна нулю: $F_A + F_B + F_C = 0$. Начала и концы обмоток обозначают прописными буквами A, X, B, Y, C, Z или строчными a, x, b, y, c, z : прописными — обмотки высшего напряжения, строчными — обмотки низшего напряжения.

Первичные и вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены звездой (Υ), треугольником (Δ) или звездой с выведенной нейтральной точкой (Υ_N). В СССР в основном применяют соединения Υ/Υ , Υ/Δ и Υ_N/Δ . Для соединений Υ/Υ и Δ/Δ отношение линейных напряжений первичной и вторичной обмоток равно коэффициенту трансформации: $n_{12} = w_1/w_2 = U_1/U_2$. При соединении Υ/Δ $U_1/U_2 = \sqrt{3} w_1/w_2$, а при соединении Δ/Υ $U_1/U_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{w_1}{w_2}$.

Кроме схемы соединения обмоток на трансформаторе указывают группу соединения, определяющую сдвиг фаз низшего напряжения относительно высшего (за единицу принято 30°). Например, при соединении $\Upsilon/\Upsilon - 0$ сдвиг фаз $\psi = 0^\circ$, а при соединении $\Upsilon/\Delta - 11$ $\psi = 330^\circ$ или -30° . Группа соединения имеет значение при параллельном включении трансформатора.

Многообмоточные трансформаторы имеют одну первичную обмотку и несколько вторичных, рассчитанных на различные напряжения для питания различных нагрузок.

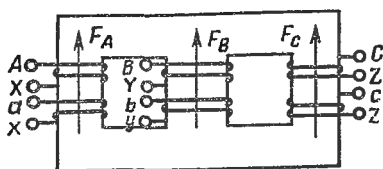


Рис. 8.9

§ 8.7. Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы служат для включения измерительных приборов в цепь высокого напряжения. При этом измерительные приборы электрически изолируются от высокого напряжения. Кроме защиты обслуживающего персонала от высокого напряжения измерительные трансформаторы дают возможность расширить пределы измерения измерительных приборов переменного тока. К трансформаторам напряжения подключают вольтметры и другие приборы, реагирующие на действующее значение и фазу напряжения (ваттметры, счетчики, фазометры и т. д.). Схема подключения вольтметра к измерительному трансформатору напряжения показана на рис. 8.10. Напряжение $U_{2\text{ном}} = 100$ В. Трансформатор работает в режиме, близком к режиму холостого хода. Показания вольтметра необходимо умножить на коэффициент трансформации или шкалу прибора проградуировать с учетом этого коэффициента.

Число приборов, подключаемых параллельно ко вторичной обмотке трансформатора, ограничено при заданной точности трансформатора.

Трансформатор тока (рис. 8.11) служит для включения амперметра, а также токовых катушек других измерительных приборов. Первичную обмотку включают последовательно с приемником энергии, и ток в ней равен току нагрузки. Вторичная обмотка замкнута на амперметр, имеющий малое сопротивление, поэтому трансформатор тока работает в режиме короткого замыкания. Ток $I_{2\text{ном}} = 5$ А. Разрыв вторичной цепи трансформатора тока недопустим: резко возрастает напряжение на вторичной обмотке, возможен пробой изоляции и поражение электрическим током обслуживающего персонала.

На рис. 8.12 показано включение в цепь вольтметра, амперметра, ваттметра и счетчика с помощью трансформатора напряжения Tr_1 и трансформатора тока Tr_2 . Для вольтметра и амперметра сдвиг фаз, вносимый трансформатором, не имеет значения, тогда как для ваттметра или счетчика этот сдвиг важен и его следует учитывать.

По точности измерительные трансформаторы делят на классы 0,2; 0,5; 1; 3; 5, определяемые допустимой погрешностью коэффициента трансформации в процентах. Так, для трансформатора напряжения класса точности 0,5 допустимая погрешность коэффициента трансформации составит $\pm 0,5\%$, а допустимый дополнительный сдвиг фаз $\pm 20'$ при изменении первичного напряжения от 80 до 120% от номинального значения.

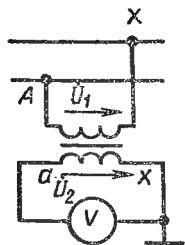


Рис. 8.10

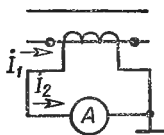


Рис. 8.11

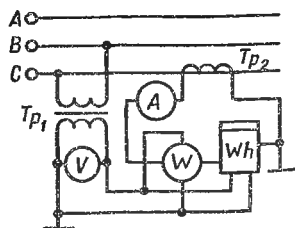


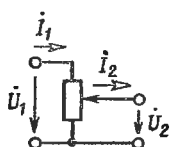
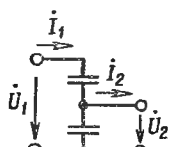
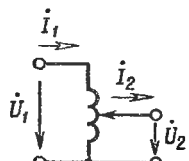
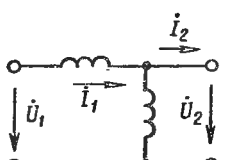
Рис. 8.12

У трансформаторов тока класса точности 1 допустимая погрешность коэффициента трансформации $\pm 1\%$, а допустимый дополнительный сдвиг фаз $\pm 80'$ при значениях сопротивления нагрузки и первичного тока, составляющих 20—100% от номинальных.

§ 8.8. Автотрансформаторы

У автотрансформаторов обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения (рис. 8.13). По общей части обмоток протекает ток, равный разности токов первичной и вторичной цепи. При этом $I_1 w_1 \approx I_2 w_2$. Экономия обмоточных проводов и стали сердечника, а также увеличение к. п. д. являются преимуществами автотрансформаторов, а недостатком — наличие электрической связи между первичной и вторичной цепями. Для ступенчатого изменения вторичного напряжения предусматривают ряд отводов от обмотки

Таблица 8.2

Устройство	Схема включения	$\cos \varphi$	К. п. д.	$k_{21} = U_2/U_1$
Резистивный делитель напряжения (потенциометр)		1	Низкий	≤ 1
Емкостный делитель напряжения		~ 1 ($\varphi < 0$)	Высокий	≤ 1 (постоянный или ступенчатый)
Автотрансформатор		≈ 1 ($\varphi > 0$)	»	≥ 1 или ≤ 1 (непрерывный или ступенчатый)
Индуктивный делитель		< 1 ($\varphi > 0$)	»	≤ 1 (постоянный или ступенчатый)

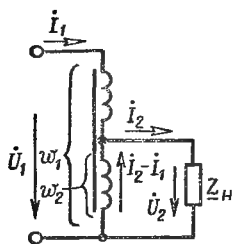


Рис. 8.13

автотрансформатора. Плавного регулирования вторичного напряжения достигают путем перемещения скользящего контакта по виткам обмотки. Такую конструкцию имеет лабораторный автотрансформатор (ЛАТР), у которого обмотка помещена на кольцевом сердечнике, а скользящий контакт (ролик) перемещается по виткам этой обмотки при вращении ручки регулировки вторичного напряжения.

В табл. 8.2 приведены возможные способы регулирования напряжения на нагрузке с помощью пассивных линейных элементов.

Для всех этих способов характерно наличие электрической связи между нагрузкой и источником. Устранения этой связи достигают применением трансформаторов.

§ 8.9. Трансформаторы для электротермических установок

Для работы электротермических установок (сварочных аппаратов, различных электрических печей и т. д.) применяют специальные трансформаторы.

Ток короткого замыкания сварочных трансформаторов не должен превышать номинальный более чем на 20—40%. Это достигается увеличением у таких трансформаторов магнитных потоков рассеяния, включением дополнительных реакторов или снабжением их дополнительными обмотками на общем магнитопроводе.

Для электрических печей сопротивления требуется понижение напряжения до 2—10 В при прямом нагреве либо до 380/220 В при косвенном. Характерной чертой трансформаторов для таких печей является наличие большого числа отводов — ступеней регулирования вторичного напряжения — от 2 до 16. Этим обеспечивается возможность изменения напряжения в широких пределах: 5—17 или 30—200 В.

Для дуговых электрических печей применяют специальные трансформаторы с повышенной перегрузочной способностью и высокой механической прочностью обмоток. Для уменьшения эксплуатационных токов короткого замыкания и повышения устойчивости горения дуг используют трансформаторы с повышенным реактивным сопротивлением или включают реакторы.

В индукционных электротермических установках трансформаторы обеспечивают согласование индукторов с генераторами высокой частоты.

Вследствие большого магнитного рассеяния у таких установок $\cos \varphi = 0,03 \div 0,1$, поэтому для компенсации реактивной мощности устанавливают батареи конденсаторов. Для $f < 8$ кГц такие трансформаторы изготавливают с ферромагнитным сердечником. При более высоких частотах применяют ферритовые магнитопроводы или воздушные трансформаторы.

§ 9.1. Магнитные усилители. Обратная связь в усилителях

На рис. 9.1 представлена схема простейшего дроссельного магнитного усилителя, состоящего из двух одинаковых дросселей 1 и 2. Обмотки включены так, чтобы э. д. с., индуцируемые переменным магнитным потоком в обмотке управления w_y , были направлены навстречу друг другу. Начала обмоток обозначены на схемах точками. Обычно в магнитных усилителях применяют магнитопроводы кольцевой формы, на каждый из которых наматывают рабочую обмотку w_p , включенную в цепь нагрузки и источника переменного напряжения. Магнитопроводы с рабочими обмотками накладывают соосно один на другой и на оба сразу наматывают обмотку управления w_y (рис. 9.2). В обмотке управления не наводится переменная э. д. с., так как сумма м. д. с. от токов рабочих обмоток равна нулю.

В магнитных усилителях используют явление насыщения ферромагнитных материалов в магнитном поле, т. е. нелинейность их характеристики намагничивания $B(H)$ (см. § 7.1). При этом ток нагрузки несинусоидален, содержит высшие гармоники (см. § 7.3). Поэтому при усилении имеют в виду действующее или среднее за полпериода значение выходного тока. В табл. 9.1 приведены схемы и статические характеристики — зависимости действующего значения тока нагрузки от тока управления магнитных усилителей. Значение I_0 тем меньше, чем выше магнитная проницаемость материала магнитопровода при малых напряженностях магнитного поля.

Магнитный усилитель характеризуется следующими параметрами: коэффициентом кратности тока в нагрузке

$$k_{кр} = I_{н max}/I_0, \quad (9.1)$$

для стальных магнитопроводов $k_{кр} = 5 \div 40$; для магнитопровода из пермаллоя (сплав с высокой магнитной проницаемостью) $k_{кр} = 100 \div 200$; коэффициентом усиления по току

$$k_i = \Delta I_H / \Delta I_y = w_y / w_p; \quad (9.2)$$

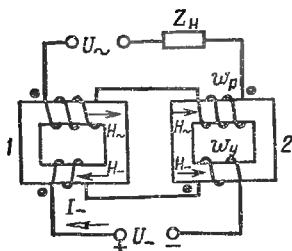


Рис. 9.1

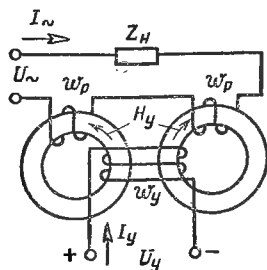
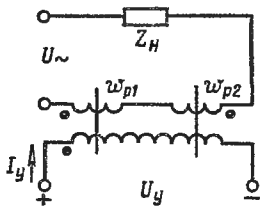
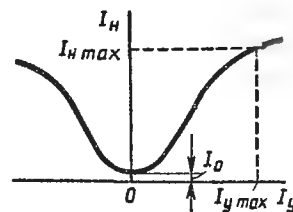
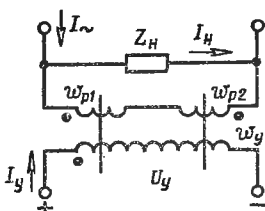
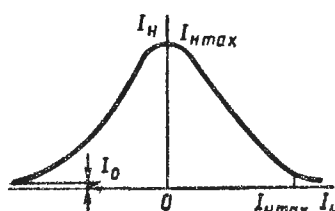
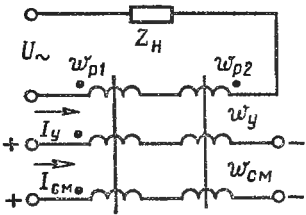
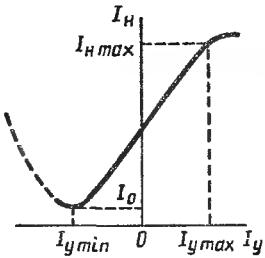
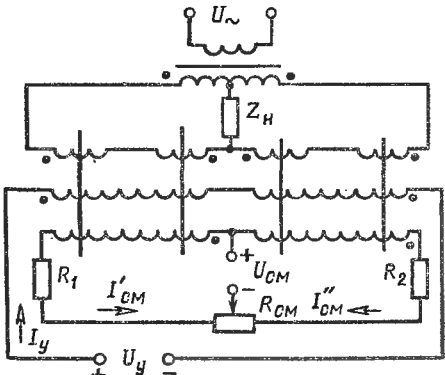
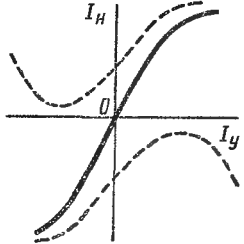


Рис. 9.2

Таблица 9.1

Тип усилителя	Схема	Статическая характеристика
Дроссельный усилитель: с последовательной нагрузкой		
с параллельной нагрузкой		

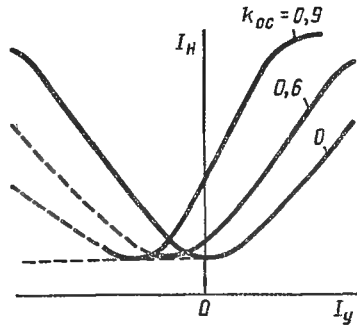
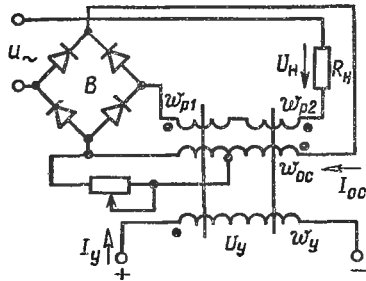
Тип усилителя	Схема	Статическая характеристика
со смещением		
Двухтактный (реверсивный) усилитель		

Тип усилителя

Схема

Статическая характеристика

Усилитель с внешней положительной обратной связью по току



коэффициентом усиления по напряжению

$$k_u = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_y} = k_i \frac{R_n}{R_y}; \quad (9.3)$$

коэффициентом усиления по мощности

$$k_p = \frac{\Delta P_n}{\Delta P_y} = k_i k_u = \frac{w_y R_n}{w_p R_y}. \quad (9.4)$$

Для вывода рабочей точки статической характеристики усилителя на линейный участок на дополнительную обмотку смещения $w_{см}$ (с током $I_{см}$) подается напряжение смещения (подмагничивания).

В реверсивном (двухтактном) усилителе (см. табл. 9.1) при перемене полярности управляющего напряжения U_y фаза тока в нагрузке изменяется на угол π . Это необходимо при управлении двухфазными двигателями переменного тока (см. § 18.9). Усилитель состоит из двух одинаковых нереверсивных дроссельных магнитных усилителей, токи смещения которых направлены в противоположные стороны относительно тока управления за счет соответствующего включения обмоток смещения и управления. Ток нагрузки равен разности токов этих усилителей. Сдвиг фаз этих токов, равный π , создается с помощью трансформатора со средней точкой у вторичной обмотки.

Обратная связь (ОС) в усилителях — подача части сигнала с выхода на вход — существенно меняет характеристики и основные параметры усилителей (см. § 11.4). В магнитных усилителях обратная связь бывает внешней и внутренней, положительной и отрицательной, по току и напряжению. Для создания внешней обратной связи применяют специальную обмотку обратной связи $w_{ос}$, ток которой пропорционален току нагрузки или напряжению на нагрузке. Переменные резисторы служат для регулировки коэффициента обратной связи. Если действие тока $I_{ос}$ усиливает действие напряжения управления U_y , т. е. магнитное поле обмотки $w_{ос}$ направлено согласно с магнитным полем, созданным обмоткой управления w_y , то обратную связь называют *положительной*. В противном случае связь — *отрицательная*. Коэффициент обратной связи

$$k_{ос} = \frac{\Delta H_{ос}}{\Delta H_{ср\sim}} = \frac{\Delta I_{ос} w_{ос} / l_{\sim}}{\Delta I_{ср} w_p / l_{\sim}} = \frac{w_{ос}}{w_p}. \quad (9.5)$$

Коэффициент усиления по току магнитного усилителя с положительной обратной связью

$$k_{iос} = k_i / (1 - k_{ос}), \quad (9.6)$$

по напряжению

$$k_{uос} = k_u / (1 - k_{ос}), \quad (9.7)$$

по мощности

$$k_{pос} = k_p / (1 - k_{ос})^2. \quad (9.8)$$

Статическая характеристика магнитного усилителя с обратной связью тем круче, чем больше $k_{ос}$. Для обратной связи используется

постоянный ток, поэтому необходимо в схеме предусмотреть выпрямитель B (см. табл. 9.1).

Внутренняя обратная связь создается включением выпрямителя последовательно с рабочей обмоткой, которая в этом случае выполняет также функции обмотки обратной связи.

§ 9.2. Ферромагнитные и феррорезонансные стабилизаторы

Явление насыщения ферромагнитного материала применяют для стабилизации переменного напряжения. Такие стабилизаторы имеют более высокий к. п. д., чем стабилизаторы на активных нелинейных элементах (см. § 10.1). В табл. 9.2 приведены схемы и вольт-амперные характеристики ферромагнитных и феррорезонансных стабилизаторов переменного тока.

Ферромагнитный стабилизатор (табл. 9.2) выполняют на двух дросселях Dp_1 и Dp_2 . Магнитопровод первого дросселя не насыщен, а второго — насыщен, т. е. индукция в этом дросселе достигает значения B_s (индукции насыщения), которое при дальнейшем возрастании напряженности магнитного поля H практически не изменяется. Вольт-амперная характеристика дросселя Dp_1 является линейной функцией (кривая 1), а дросселя Dp_2 (кривая 2) и их последовательного соединения (кривая 3) — нелинейные функции. При возрастании входного напряжения на $\Delta U_{вх}$ основная его часть ΔU_1 падает на Dp_1 и, следовательно, напряжение $\Delta U_{вых} = \Delta U_{вх} - \Delta U_1$ оказывается во много раз меньше, чем $\Delta U_{вх}$.

Ферромагнитный стабилизатор с двумя трансформаторами дает возможность получить более высокий коэффициент стабилизации. Магнитопровод трансформатора Tr_1 насыщен, а Tr_2 — не насыщен. Первичные обмотки трансформаторов включены согласно, а вторичные — встречно, поэтому напряжение на нагрузке $U_{вых} = U_2 - U_k$. Параметры трансформаторов выбирают так, чтобы угол наклона α компенсационной характеристики $U_k(I)$ (кривая 1) на участке стабилизации был равен углу наклона характеристики $U_2(I)$ (кривая 3). Тогда если $U_{вх}$ увеличивается на $\Delta U_{вх}$ (кривая 4), а $\Delta U_2 \approx \Delta U_k$, то выходное напряжение (кривая 2) останется практически неизменным: $\Delta U_{вых} \approx 0$.

Недостатками ферромагнитных стабилизаторов являются несинусоидальность выходного стабилизированного напряжения, зависимость выходного напряжения от характера нагрузки, сравнительно низкий к. п. д. (40–60 %).

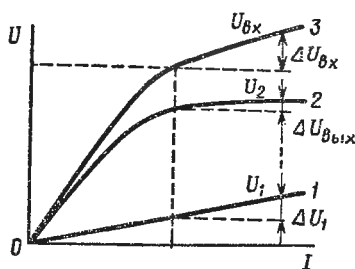
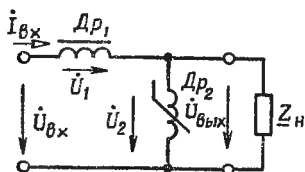
В феррорезонансных стабилизаторах используют явление резонанса токов или напряжений (см. § 7.3). На практике чаще применяют феррорезонансные стабилизаторы напряжения с резонансом токов. К. п. д. таких стабилизаторов достигает 85 %, выходное напряжение мало зависит от нагрузки, они имеют меньшие габариты, чем ферромагнитные стабилизаторы. Основным недостатком феррорезонансных стабилизаторов является зависимость выходного напряжения от частоты напряжения питания.

Схема феррорезонансного стабилизатора напряжения приведена в табл. 9.2. Магнитопровод трансформатора с компенсационной вто-

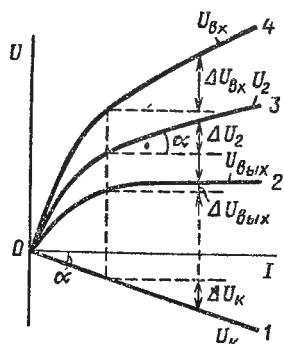
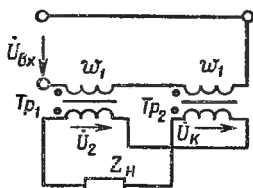
Схема стабилизатора

Характеристика стабилизатора

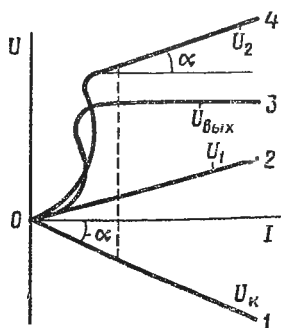
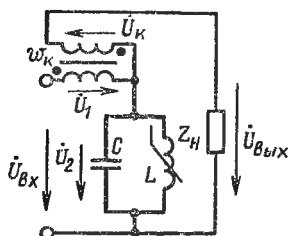
Ферромагнитный стабилизатор с дросселем насыщения



Ферромагнитный стабилизатор с двумя трансформаторами



Феррорезонансный стабилизатор



ричной обмоткой w_K не насыщен. Выходное напряжение (кривая 3) равно разности напряжения на LC -контуре (кривая 4) и компенсационного напряжения (кривая 1): $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_2 - \dot{U}_K$. Выходное напряжение $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_2 + \dot{U}_1$. Число витков компенсационной обмотки подбирают

так, чтобы углы наклона α характеристик $U_k(I)$ и $U_2(I)$ (кривые 1 и 4) совпали. В этом случае выходное напряжение остается практически неизменным при колебаниях входного напряжения в пределах участка стабилизации.

§ 9.3. Ферромагнитные умножители частоты

При питании цепей с нелинейными элементами (катушки со стальным сердечником) от источника синусоидального напряжения на отдельных участках таких цепей возникают несинусоидальные напряжения, содержащие помимо основной частоты высшие гармоники. Особенно велики бывают амплитуды второй или третьей гармоник напряжения. Выделив эти составляющие, получают синусоидальное напряжение удвоенной или утроенной частоты. Так, при частоте сети $f = 50$ Гц можно получить источники с частотой 100 или 150 Гц.

В табл. 9.3 приведены схемы умножителей частоты. Утроитель частоты состоит из трех одинаковых однофазных трансформаторов, первичные обмотки которых соединены звездой, а вторичные образуют разомкнутый треугольник. В фазных токах симметричного приемника, соединенного звездой без нейтрального провода, отсутствуют гармоники, кратные трем. Поэтому можно приближенно считать токи первичных обмоток синусоидальными. Так как трансформаторы работают в режиме насыщения, то магнитные потоки и, следовательно, напряжения на вторичных обмотках несинусоидальны и содержат гармоники, кратные трем. Во вторичных обмотках сумма напряжений всех гармоник, не кратных трем, равна нулю, а третья, девятая и т. д. гармоники суммируются. Пренебрегая более высокими гармониками, можно считать, что напряжение u_2 синусоидально и имеет утроенную по сравнению с u_1 частоту. Утроитель частоты с дросселями насыщения (см. табл. 9.3) действует по этому же принципу.

Удвоитель частоты состоит из двух стальных магнитопроводов с тремя обмотками каждый. Каждая пара обмоток включена последовательно, однако обмотки w_1 соединены согласно, а w_0 и w_2 — встречно. При подаче постоянного тока в обмотку w_0 нарушается симметрия схемы и появляется напряжение U_2 удвоенной частоты (см. § 7.4). Из-за нелинейности кривой намагничивания одинаковые изменения F_1 вызывают различные изменения магнитных потоков $\Delta\Phi_a$ и $\Delta\Phi_b$ в магнитопроводах a и b (рис. 9.3). Из-за насыщения стали $|\Delta\Phi_a| < |\Delta\Phi_b|$. На рис. 9.4 представлены графики изменения во времени магнитных потоков Φ_a , Φ_b , их суммы $\Phi_a + \Phi_b$ и разности $\Phi_a - \Phi_b$. Напряжения u_1 и u_2 пропорциональны производным соответствующих магнитных потоков по времени:

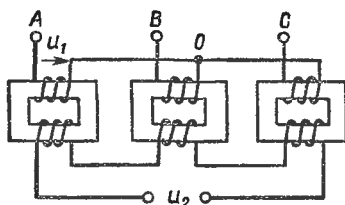
$$u_1 = w_1 \frac{d(\Phi_a + \Phi_b)}{dt}; \quad u_2 = w_2 \frac{d(\Phi_a - \Phi_b)}{dt}.$$

Напряжение u_2 имеет удвоенную по сравнению с u_1 частоту,

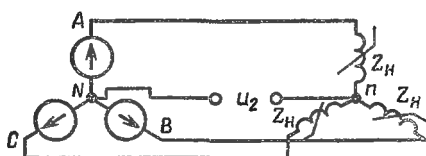
Вид умножителя частоты

Схема умножителя частоты

Утроитель частоты с тремя трансформаторами



Утроитель частоты с дросселями насыщения



Удвоитель частоты

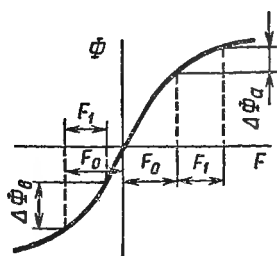
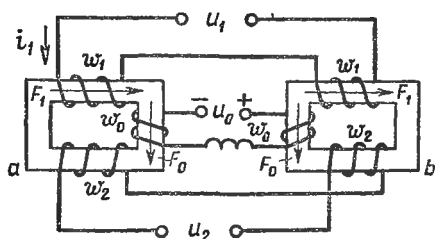


Рис. 9.3

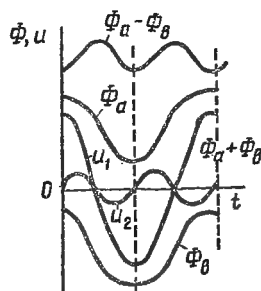


Рис. 9.4

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ГЛАВА 10

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ДВУХПОЛЮСНИКАМИ

§ 10.1. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения и тока

Стабилизатор напряжения (тока) — устройство, включаемое между источником и потребителем, автоматически поддерживающее постоянным напряжение (ток) потребителя с заданной степенью точности при изменении дестабилизирующих факторов в заданных пределах. Основными дестабилизирующими факторами являются колебания входного (питающего) напряжения, изменения потребляемой мощности, температуры окружающей среды и др.

Параметрический стабилизатор — стабилизатор, в котором стабилизация напряжения (тока) осуществляется за счет включения нелинейного элемента, имеющего соответствующую вольт-амперную характеристику. В стабилизаторах напряжения нелинейный элемент включают параллельно нагрузке, в стабилизаторах тока — последовательно с нагрузкой.

Основные схемы параметрических стабилизаторов приведены в табл. 10.1.

Область стабилизации — множество значений напряжения и тока

Таблица 10.1

Тип стабилизатора	Схема	Характеристика нелинейного элемента (аппроксимация)
Стабилизатор напряжения		
Стабилизатор тока		

потребителя ($U_{\text{вых}}, I_{\text{вых}}$), для которых выполняются заданные условия стабилизации.

Основными параметрами стабилизаторов, характеризующими качество стабилизации внутри области стабилизации, являются:

коэффициент стабилизации по входному напряжению $k_{\text{ст}u}$, равный отношению относительных приращений входного напряжения и выходного напряжения (тока) при постоянном сопротивлении нагрузки ($R_{\text{н}} = \text{const}$). Для стабилизаторов напряжения

$$k_{\text{ст}u} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх. ном}}} \frac{U_{\text{вых. ном}}}{\Delta U_{\text{вых}}}, \quad (10.1)$$

для стабилизаторов тока

$$k_{\text{ст}i} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх. ном}}} \frac{I_{\text{вых. ном}}}{\Delta I_{\text{вых}}}, \quad (10.2)$$

где $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{вых}}$, $\Delta I_{\text{вых}}$ — приращения входного, выходного напряжения и выходного тока соответственно; $U_{\text{вх. ном}}$, $U_{\text{вых. ном}}$, $I_{\text{вых. ном}}$ — номинальные значения соответствующих напряжений и тока;

выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, равное отношению приращений выходного напряжения и тока при постоянном входном напряжении ($U_{\text{вх}} = \text{const}$):

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}. \quad (10.3)$$

Для стабилизаторов напряжения качество стабилизации тем выше, чем меньше значение $R_{\text{вых}}$ по сравнению с $R_{\text{н}}$, для стабилизаторов тока — наоборот;

температурный коэффициент γ , равный отношению приращения выходного напряжения (тока) к приращению температуры окружающей среды $\Delta t_{\text{окр}}$ при неизменном входном напряжении и сопротивлении нагрузки ($U_{\text{вх}} = \text{const}$; $R_{\text{н}} = \text{const}$):

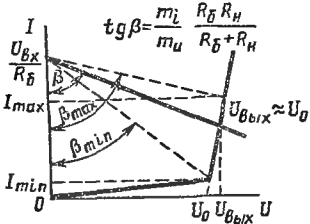
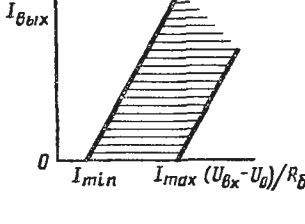
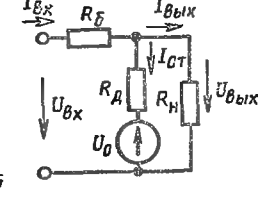
$$\gamma_u = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t_{\text{окр}}; \quad \gamma_i = \Delta I_{\text{вых}} / \Delta t_{\text{окр}};$$

к. п. д. η , равный отношению номинальных значений мощности на выходе и входе стабилизатора:

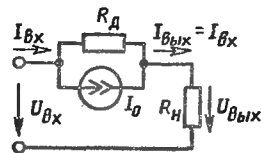
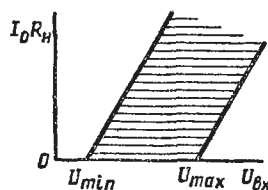
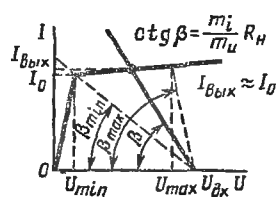
$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = U_{\text{вых. ном}} I_{\text{вых. ном}} / (U_{\text{вх. ном}} I_{\text{вх. ном}}). \quad (10.4)$$

Расчет режима стабилизации может быть проведен графически с использованием вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. Основные расчетные соотношения представлены в табл. 10.2.

В качестве нелинейных элементов в стабилизаторах напряжения применяют газоразрядные или полупроводниковые стабилитроны, в стабилизаторах тока — бареттеры, термисторы, лампы накаливания, а также транзисторы, работающие на фиксированной выходной характеристике, и др. Некоторые схемы параметрических стабилизаторов напряжения и тока приведены на рис. 10.1, а — з.

Тип стабилизатора	Режим стабилизации	Область стабилизации	Схема замещения	Основные параметры
Стабилизатор напряжения	 I $\frac{U_{BX}}{R_D}$ I_{max} β β_{max} β_{min} I_{min} 0 U_0 $U_{B_{BX}}$ U $U_{B_{BX}} \approx U_0$ $tg \beta = \frac{m_L}{m_u} \frac{R_D R_H}{R_D + R_H}$	 $I_{B_{BX}}$ 0 I_{min} $I_{max} (U_{BX} - U_0) / R_D$ U	 $I_{B_{BX}}$ R_D $I_{B_{BX}}$ R_D R_H U_0 I_{CT} U_{BX} $U_{B_{BX}}$	$k_{CTH} = \frac{U_{B_{BX}}}{U_{BX}} \left(1 + \frac{R_6}{R_H} + \frac{R_6}{R_D} \right) \approx \frac{U_0}{U_{BX}} \frac{R_6}{R_D};$ $R_{B_{BX}} = \frac{R_D R_6}{R_D + R_6} \approx R_D;$ $\eta = \frac{U_{B_{BX}} I_{B_{BX}}}{U_{BX} (I_{B_{BX}} + I_{CT})} \approx \frac{U_0}{U_{BX}} \frac{1}{(1 + I_{CT}/I_{B_{BX}})}$

Стабилизатор тока



$$k_{CTH} = \frac{U_{B_{BX}} + I_0 R_D}{U_{BX}} \approx \frac{I_0 R_D}{U_{BX}};$$

$$R_{B_{BX}} = R_D;$$

$$\eta = U_{B_{BX}} / U_{BX} \approx I_0 R_H / U_{BX}$$

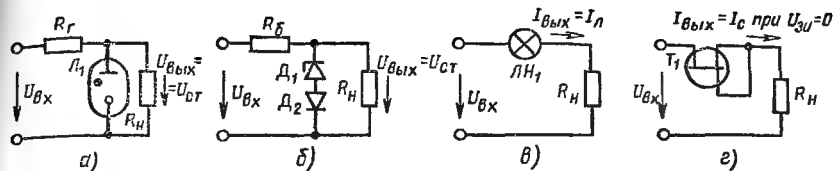


Рис. 10.1

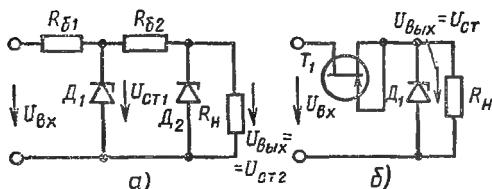


Рис. 10.2

Для увеличения коэффициента стабилизации стабилизатора напряжения применяют каскадное включение нескольких основных схем (рис. 10.2, а) или осуществляют замену балластного резистора R_6 стабилизатором тока (рис. 10.2, б).

§ 10.2. Выпрямители. Основные понятия

Выпрямитель — статическое устройство, служащее для преобразования переменного тока источника электроэнергии (сети) в постоянный. Выпрямитель состоит из трансформатора, вентильной группы и сглаживающего фильтра (рис. 10.3). Трансформатор Tr выполняет несколько функций: изменяет напряжение сети $U_{вк}$ до значения U_1 , необходимого для выпрямления, электрически отделяет нагрузку H от сети, преобразует число фаз переменного тока. Вентильная группа $BГ$ преобразует переменный ток в пульсирующий однонаправленный. Сглаживающий фильтр $СФ$ уменьшает пульсации выпрямленного напряжения (тока) до значения, допустимого для работы нагрузки H . Трансформатор Tr и сглаживающий фильтр $СФ$ не являются обязательными элементами схемы выпрямителя.

Основными параметрами, характеризующими качество работы выпрямителя, являются:

средние значения выпрямленного (выходного) напряжения $U_{ср}$ и тока $I_{ср}$

$$U_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{вых} dt; \quad I_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt, \quad (10.5)$$

где T — период изменения выходного напряжения (тока);



Рис. 10.3

частота пульсаций f_n выходного напряжения (тока)

$$f_n = 1/T; \quad (10.6)$$

коэффициент пульсаций p , равный отношению амплитуды напряжения пульсаций $\Delta U_n = U_{\max} - U_{\min}$ к среднему значению выходного напряжения,

$$p = \Delta U_n / U_{\text{ср}} \quad (10.7)$$

Вместо коэффициента пульсаций p часто используют коэффициент пульсаций по первой гармонике p_1 , равный отношению амплитуды первой гармоники выходного напряжения к его среднему значению:

$$p_1 = U_{m1 \text{ вых}} / U_{\text{ср}}; \quad (10.8)$$

внешняя характеристика — зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока: $U_{\text{ср}} = U_{\text{ср}}(I_{\text{ср}})$;
к. п. д.

$$\eta = \frac{P_{\text{полезн}}}{P_{\text{потр}}} = \frac{P_{\text{полезн}}}{P_{\text{полезн}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{вг}} + P_{\text{ф}}}, \quad (10.9)$$

где $P_{\text{тр}}$, $P_{\text{вг}}$, $P_{\text{ф}}$ — мощность потерь в трансформаторе, в вентильной группе и сглаживающем фильтре соответственно.

Работа выпрямителя (вентильной группы) основана на свойствах клапанов — нелинейных двухполюсников, пропускающих ток преимущественно в одном (прямом) направлении. В качестве клапанов используют обычно полупроводниковые диоды.

Клапан, обладающий нулевым сопротивлением для прямого тока и имеющий бесконечно большое сопротивление для обратного тока, называют идеальным. Вольт-амперные характеристики реальных клапанов приближаются к в. а. х. идеального клапана.

Для работы в выпрямителях клапаны выбирают по эксплуатационным параметрам, к которым относятся:

наибольший (прямой) рабочий ток $I_{\text{ср max}}$ — предельно допустимое среднее значение выпрямленного тока, протекающего через клапан при его работе в однополупериодной схеме на активную нагрузку (при нормальных для данного клапана условиях охлаждения и температуры, не превышающей предельного значения);

наибольшее допустимое обратное напряжение (амплитуда) $U_{\text{обр max}}$ — обратное напряжение, которое клапан выдерживает в течение длительного времени. Как правило, напряжение $U_{\text{обр max}}$ равно половине напряжения пробоя;

прямое падение напряжения $U_{\text{пр}}$ — среднее значение прямого напряжения в однополупериодной схеме выпрямления (см. § 10.3), работающей на активную нагрузку при номинальном токе. Производная $dU_{\text{пр}}/dI$ представляет собой дифференциальное прямое сопротивление клапана $R_{\text{в}}$;

обратный ток $I_{\text{обр}}$ — значение тока, протекающего через клапан, при приложении к нему допустимого обратного напряжения;

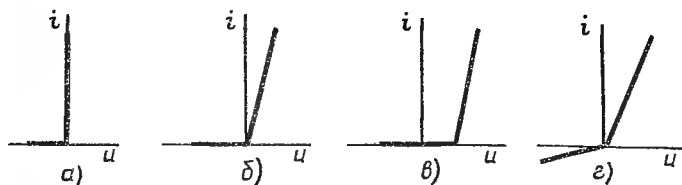


Рис. 10.4

максимальная мощность $P_{\max}$ — максимально допустимая мощность, которая может быть рассеяна вентилем.

На рис. 10.4, а—г приведены различные кусочно-линейные аппроксимации характеристик вентилях. Для проведения расчетов выпрямителей чаще всего ограничиваются простейшими аппроксимациями (рис. 10.4, а, б).

§ 10.3. Схемы выпрямления

Наиболее распространенные схемы выпрямления показаны в табл. 10.3, где приняты следующие обозначения: m_c — число фаз напряжения сети; m_1 — число фаз напряжения на входе схемы выпрямления (на выходе трансформатора); $m = f_n/f_c$ — коэффициент, равный отношению частоты пульсации выходного напряжения к частоте напряжения сети. В качестве вентилях везде изображены полупроводниковые диоды.

Основные соотношения для схем выпрямления при работе на

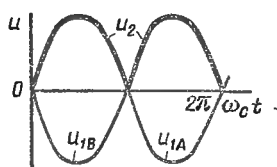
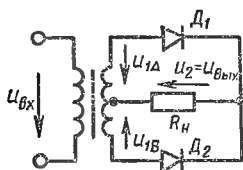
Таблица 10.3

Схема выпрямления	Форма выходного напряжения (при активной нагрузке)
Однофазная однополупериодная ($m_c=1$, $m_1=1$, $m=1$)	
Однофазная двухполупериодная (мостовая $m_c=1$, $m_1=1$, $m=2$)	

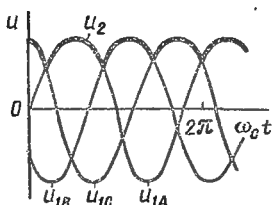
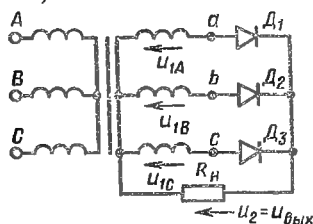
Схема выпрямления

Форма выходного напряжения
(при активной нагрузке)

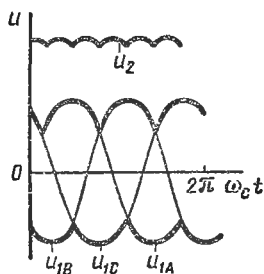
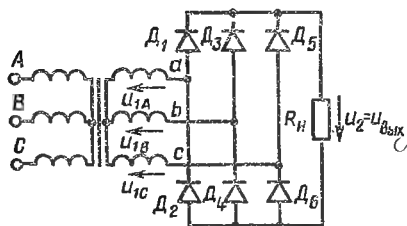
Однофазная с выводом средней точки
($m_c=1$, $m_1=2$, $m=2$)



Трехфазная с выводом нейтрали ($m_c=3$, $m_1=3$, $m=3$)



Трехфазная мостовая ($m_c=3$, $m_1=3$, $m=6$)



активную нагрузку R_n в предположении идеальности трансформатора и вентилей приведены в табл. 10.4.

Внешнюю характеристику выпрямителя (рис. 10.5) с учетом прямого дифференциального сопротивления вентилей R_v и приведенного к вторичной обмотке сопротивления трансформатора $R_{тр}$ можно выразить следующим образом:

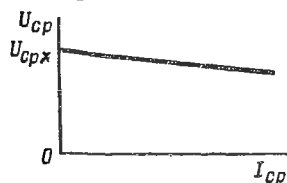


Рис. 10.5

$$U_{ср} = U_{ср.х} - (R_{тр} + NR_v)I_{ср} \quad (10.10)$$

где $U_{ср.х}$ — среднее выпрямленное напряжение

Схема выпрямления	$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u dt$	f_H	p	p_1	I_{cp}	$U_{обр}$
Однофазная однополупериодная	$\frac{U_{1m}}{2\pi} \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = \frac{U_{1m}}{\pi}$	$2f_c$	π	$\frac{\pi}{2}$	$I_{cp.v}^*$	U_{1m}
Однофазная мостовая	$\frac{U_{1m}}{\pi} \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = \frac{2U_{1m}}{\pi}$	$2f_c$	$\pi/2$	$2/3$	$I_{cp.v}/2$	U_{1m}
Однофазная с выводом средней точки	$\frac{U_{1m}}{\pi} \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = \frac{2U_{1m}}{\pi}$	$2f_c$	$\pi/2$	$2/3$	$I_{cp.v}/2$	$2U_{1m}$
Трехфазная с выводом нейтральной точки	$\frac{3U_{1m}}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \cos \alpha d\alpha = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{1m}$	$3f_c$	$\pi/(3\sqrt{3})$	$1/4$	$I_{cp.v}/3$	$\sqrt{3} U_{1m}$
Трехфазная мостовая	$\frac{3\sqrt{3} U_{1m}}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos \alpha d\alpha = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{1m}$	$6f_c$	$\frac{\pi(1-\sqrt{3}/2)}{3\sqrt{3}}$	$2/35$	$I_{cp.v}/3$	$\sqrt{3} U_{1m}$

* Ток $I_{cp.v}$ — средний ток, протекающий через один вентиль.

ние в режиме холостого хода выпрямителя; N — число вентиля, через которые в каждый момент времени протекает ток нагрузки ($N = 1$ для однополупериодных схем, $N = 2$ для двухполупериодных схем).

§ 10.4. Работа выпрямителя на встречный источник э. д. с.

Режим работы на встречный источник э. д. с. возможен при зарядке аккумуляторной батареи от выпрямителя или включении такой батареи в качестве резервной параллельно нагрузке, при питании двигателя постоянного тока от выпрямителя и т. д. Ток через вентиль выпрямителя в этом случае протекает лишь тогда, когда напряжение на аноде превышает значение встречной э. д. с. На рис. 10.6, а приведена схема работы однофазного однополупериодного выпрямителя на встречную э. д. с. E_0 через балластный резистор R_6 .

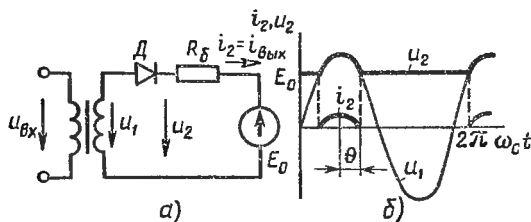


Рис. 10.6

Из временной диаграммы рис. 10.6, б следует, что

$$\theta = \arccos(E_0/U_{1m}); \quad I_{2m} = (U_{1m} - E_0)/R_6, \quad (10.11)$$

где θ — угол отсечки; I_{2m} — амплитуда тока нагрузки. Кроме того,

$$U_{cp} = \frac{U_{1m} \sin \theta}{\pi} + E_0 \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right); \quad (10.12)$$

$$I_{cp} = \frac{U_{1m}}{\pi R_6} \left[\sin \theta - \frac{E_0 \theta}{U_{1m}} \right]; \quad (10.13)$$

$$U_{обр} \leq U_{1m} + E_0. \quad (10.14)$$

§ 10.5. Работа выпрямителя на емкостную нагрузку

Работа однофазного однополупериодного выпрямителя на нагрузку, состоящую из параллельно включенных конденсатора C и резистивного элемента R_n , проиллюстрирована на рис. 10.7, а, б.

Ток i_2 через вентиль протекает в течение небольшой доли периода, заряжая конденсатор C . Постоянная времени зарядки конденсатора определяется малым сопротивлением, равным сумме прямого дифференциального сопротивления вентиля и приведенного к вторичной обмотке сопротивления трансформатора. В остальную часть периода конденсатор разряжается на R_n , напряжение на его обкладках убывает по экспоненциальному закону (см. пример 4.2).

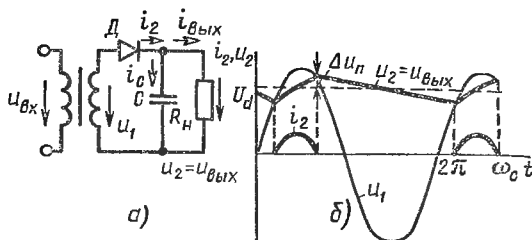


Рис. 10.7

При большой емкости конденсатора, когда выполняется условие $\tau_n = CR_n \gg \frac{2\pi}{\omega_c}$, время его зарядки становится пренебрежимо малым по сравнению с временем его разрядки; разрядка конденсатора протекает во времени практически по линейному закону. В этом случае

$$\Delta U_n = \frac{U_{1m} 2\pi}{\tau_n \omega_n};$$

$$U_{cp} = U_{1m} - \frac{\Delta U_n}{2} = U_{1m} \left(1 - \frac{\pi}{\omega_n \tau_n} \right);$$

$$U_{обр} \leq 2U_{1m} - \frac{\Delta U_n}{2} \approx 2U_{1m};$$

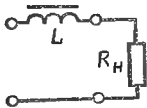
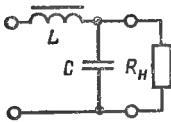
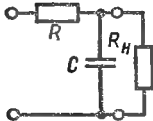
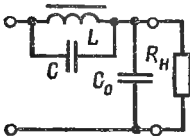
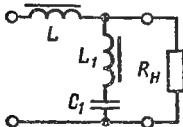
$$p = \frac{2}{\frac{2U_{1m}}{\Delta U_n}} \approx \frac{\Delta U_n}{U_{1m}} = \frac{2\pi}{\omega_n \tau_n};$$

$$p_1 = \frac{\Delta U_n}{\pi U_{cp}} \approx \frac{2}{\omega_n \tau_n}.$$

Таким образом, при большой емкости конденсатора пульсации напряжения на выходе выпрямителя сглаживаются, а среднее значение выпрямленного напряжения приближается к максимальному значению выходного напряжения.

§ 10.6. Сглаживание выпрямленного напряжения

Для сглаживания (уменьшения пульсаций) выпрямленного напряжения применяют сглаживающие фильтры. Сглаживающий фильтр включают между вентиляльной группой и нагрузкой, он содержит (в основном) реактивные элементы, сопротивление которых зависит от частоты протекающего через них тока. При этом для обеспечения фильтрации последовательно с нагрузкой включают элементы, имеющие большое сопротивление для переменной составляющей выпрямленного тока и малое для постоянной, а параллельно нагрузке — элементы, имеющие малое сопротивление для переменной и большое для постоянной составляющей. Последовательно включаемыми элементами могут быть индуктивная катушка с ферромагнитным сердечником (дрессель) или

Схема фильтра	λ	k_{Φ}	q
	$\frac{R_H}{R_H + R_L}$	$\frac{R_H}{\sqrt{(R_H + R_L)^2 + (\omega_{\Pi} L)^2}} \approx \frac{R_H}{\omega_{\Pi} L}$	$\frac{R_H^2}{\omega_{\Pi} L (R_H + \omega_{\Pi} L)}$
	$\frac{R_H}{R_H + R_L}$	$\omega_{\Pi}^2 LC - 1$	$\frac{R_H (\omega_{\Pi}^2 LC - 1)}{R_H + R_L}$
	$\frac{R_H}{R_H + R}$	$\omega_{\Pi} RC$	$\frac{\omega_{\Pi} C R R_H}{R_H + R}$
	$\frac{R_H}{R_H + R_L}$	$\frac{\omega_{\Pi} L C_0}{C R_L}$	$\frac{\omega_{\Pi} L C_0 R_H}{C R_L (R_H + R_L)}$
	$\frac{R_H}{R_H + R_L}$	$\frac{\omega_{\Pi} L}{R_L}$	$\frac{R_H \omega_{\Pi} L}{R_L (R_H + R_L)}$

параллельный LC -контур, настроенный в резонанс на частоту пульсаций $\omega_{\Pi} = 2\pi f_{\Pi}$. Элементом, включаемым параллельно нагрузке, может быть конденсатор большой емкости или последовательный резонансный LC -контур.

Простой фильтр состоит из одного конденсатора (см. рис. 10.7) или одного дросселя. Более сложные содержат несколько реактивных элементов. Для улучшения сглаживания применяют и многозвенные фильтры, состоящие из нескольких каскадно включенных звеньев.

Во многих случаях первым звеном фильтра является конденсатор, подключаемый параллельно выходу вентиляционной группы. Качество сглаживания характеризуется несколькими показателями, к которым относятся:

коэффициент сглаживания q — отношение коэффициентов пульсации по первой гармонике на входе и выходе фильтра: $q = p_{12}/p_{1\text{вых}}$;

коэффициент фильтрации k_ϕ — отношение амплитуд первых гармоник на входе и выходе фильтра: $k_\phi = U_{m12}/U_{m1\text{вых}}$;

коэффициент передачи постоянной составляющей λ — отношение постоянных составляющих на выходе и входе фильтра: $\lambda = U_{\text{ср вых}}/U_{\text{ср2}}$

Если постоянная составляющая выпрямленного напряжения передается на выход фильтра без изменений, то $\lambda = 1$; $q = k_\phi$. Некоторые основные типы сглаживающих фильтров и их характеристики представлены в табл. 10.5.

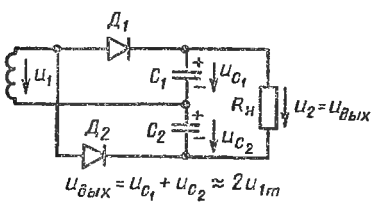
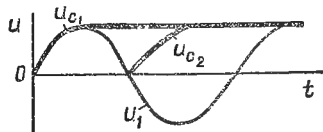
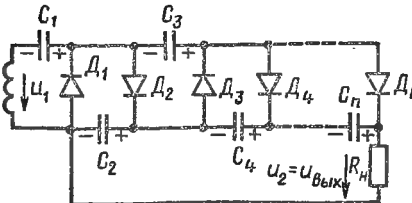
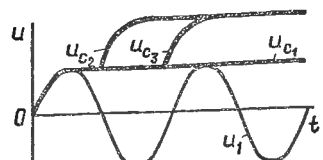
§ 10.7. Схемы выпрямления с умножением напряжения

Схемы выпрямления с умножением напряжения позволяют получить высокие значения выпрямленного напряжения без использования высоковольтных трансформаторов. Принцип действия таких схем заключается в зарядке каждого из последовательно соединенных конденсаторов через свою группу вентиля от низковольтной обмотки трансформатора. Выходное напряжение при этом равно сумме напряжений на всех конденсаторах и может в несколько раз превышать амплитуду напряжения обмотки трансформатора.

Основные схемы выпрямления с умножением напряжения приведены в табл. 10.6. В целях упрощения на всех схемах изображена лишь вторичная обмотка входного трансформатора.

Внутреннее сопротивление выпрямительной схемы умножения растет с увеличением числа последовательно соединенных конденсаторов,

Таблица 10.6

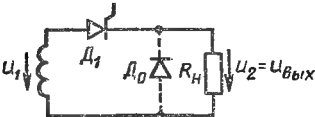
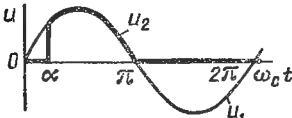
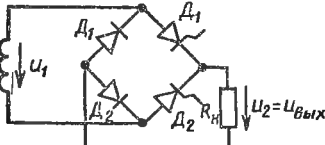
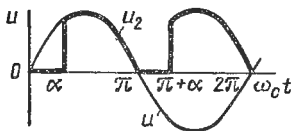
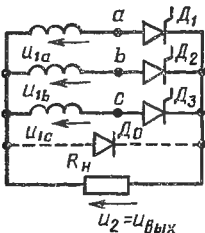
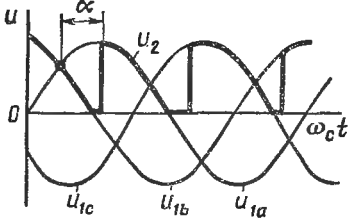
Схема выпрямления	Процесс установления выходного напряжения при $R_H \approx \infty$
С удвоением напряжения (мостовая)  $U_{\text{вых}} = U_{C1} + U_{C2} \approx 2U_{1m}$	
С умножением напряжения  $U_{\text{вых}} \approx nU_{1m}$	

поэтому токи нагрузки для таких схем обычно невелики. Наибольшее распространение получили однофазные схемы выпрямления с умножением напряжения.

§ 10.8. Управляемые выпрямители

Управляемые выпрямители позволяют одновременно с выпрямлением переменного напряжения осуществлять плавное регулирование в широких пределах среднего значения выпрямленного напряжения. Обычно управляемые выпрямители строятся по тем же схемам, что и неуправляемые, однако в вентильной группе используются кремниевые управляемые вентили — тиристоры (см. § 6.1), включение которых осуществляется подачей импульса от схемы управления на управляющий электрод тиристора (табл. 10.7).

Таблица 10.7

Схема	Форма выходного напряжения (при активной нагрузке)
Однофазная однополупериодная 	
Однофазная мостовая 	
Трехфазная с выводом нейтрали 	

Примечания: 1. Изображения первичных обмоток трансформаторов опущены. 2. Схемы управления, вырабатывающие управляющие импульсы для открывания тиристоры, не изображены. 3. «Нулевой» диод D_0 применяют при индуктивной нагрузке (подключение диода D_0 изображено на схемах пунктиром).

Угол регулирования α — значение фазы входного синусоидального напряжения, соответствующей моменту подачи управляющего импульса, открывающего тиристор.

Максимальный угол регулирования $\alpha_{\max}$ — значение угла регулирования, при котором среднее значение $U_{\text{ср}}$ выпрямленного напряжения становится равным нулю.

Максимальное прямое напряжение $U_{\text{прmax}}$ — наибольшее напряжение на закрытом тиристоре, включенном в прямом направлении.

Фильтрацию выпрямленного напряжения управляемых выпрямителей осуществляют фильтрами, первое звено которых — индуктивная катушка. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и реактивной мощности, потребляемой от сети, в схему вводят вентиль D_0 , шунтирующий нагрузку. Вентиль D_0 открывается при смене полярности выпрямленного напряжения, он обеспечивает передачу в нагрузку энергии, запасенной в индуктивном элементе фильтра.

ГЛАВА 11

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКАМИ

§ 11.1. Усилители. Основные положения

Усилитель — устройство, увеличивающее мощность (напряжение, силу тока) входного сигнала за счет энергии внешних источников питания посредством усилительных элементов (полупроводниковых приборов, электронных ламп и др.).

На рис. 11.1 представлена структурная схема включения усилителя в цепь усиления электрического сигнала, где 1 — источник входного сигнала, 2 — усилитель, 3 — нагрузка, 4 — источник питания.

В качестве источников питания усилителя используют стабильные источники энергии постоянного тока. Источники входного сигнала (датчики) вырабатывают изменяющиеся во времени напряжения различной амплитуды, частоты и формы. Источник входного сигнала может быть представлен схемой замещения в виде линейного активного двухполюсника. Нагрузка усилителя — устройство, обычно представляющее собой некоторый линейный пассивный двухполюсник. Сам усилитель относительно двух пар его входных и выходных зажимов является нелинейным четырехполюсником вследствие нелинейности характеристик входящих в него элементов.

На рис. 11.2 даны условные изображения усилителя на электрических схемах. Напряжения определяют относительно общего вывода (рис. 11.2, а). При упрощенном изображении (рис. 11.2, б) выводы для подключения источников питания и общий вывод не изображают. В идеальном случае усилитель должен обеспечивать точное выполнение соотношения

$$u_{\text{вых}}(t) = k u_{\text{вх}}(t),$$

где k — константа. Для идеального усилителя $i_{\text{вх}} = 0$ и мощность, потребляемая от источников питания, минимальна.

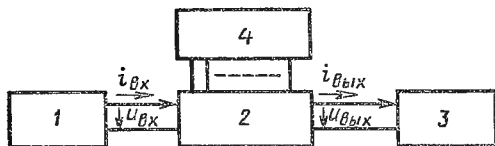


Рис. 11.1

Характеристики режима покоя. Напряжение покоя на входе (выходе) $U_{\text{вх}0}$ ($U_{\text{вых}0}$) — установившееся среднее значение напряжения на входе (выходе) усилителя в режиме двойного холостого

хода при фиксированных значениях внешних факторов (температуры, напряжений источников питания и т. д.).

Поскольку напряжения $U_{\text{вх}0}$ ($U_{\text{вых}0}$) не несут никакой информации о входном сигнале, удобно вести отсчет входного и выходного напряжений от этих значений:

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}} &= u_{\text{вх. общ}} - U_{\text{вх}0}; \\ u_{\text{вых}} &= u_{\text{вых. общ}} - U_{\text{вых}0} \end{aligned} \quad (11.1)$$

где $u_{\text{вх}}$; $u_{\text{вых}}$ — переменные значения входного и выходного напряжений, несущие информацию.

Режим покоя — режим работы усилителя, характеризующийся коротким замыканием на входе и холостым ходом на выходе относительно переменных составляющих входного и выходного напряжений (рис. 11.3).

В режиме покоя напряжение на выходе (переменная составляющая) идеального усилителя равно нулю. Для реального усилителя оно состоит из напряжения шумов и напряжения дрейфа.

Напряжение шумов $u_{\text{вых. ш}}$ — хаотически изменяющаяся составляющая выходного напряжения, обусловленная электрическими шумами (в основном дробовым эффектом) в элементах усилителя.

Напряжение дрейфа $u_{\text{вых. др}}$ — относительно медленно изменяющаяся составляющая выходного напряжения, вызванная изменением различных внешних факторов (температуры, напряжения источников питания и др.), а также старением элементов усилителя.

Энергетической характеристикой усилителя является потребляемый ток в режиме покоя I_0 — ток (токи), потребляемый усилителем от источника питания в режиме покоя.

Амплитудная характеристика. Эта характеристика описывает усилитель при фиксированной нагрузке и подаче на вход синусоидального напряжения фиксированной частоты: $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \sin \omega t$; $\omega = \text{const}$.

Амплитудная характеристика — зависимость амплитуды (чаще дей-

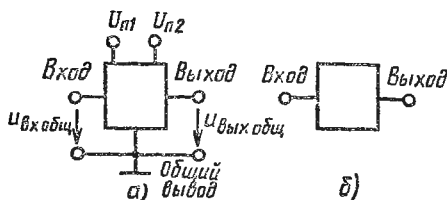


Рис. 11.2

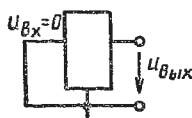


Рис. 11.3

ствующего значения) выходного от амплитуды (действующего значения) входного синусоидального сигнала $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$.

Типичный вид амплитудной характеристики усилителя изображен на рис. 11.4 (пунктиром показана амплитудная характеристика идеального усилителя). Отклонение реальной характеристики от идеальной обусловлено двумя факторами: наличием шумов (участок слева от точки A) и нелинейными искажениями формы кривой выходного напряжения (участок справа от точки B).

Динамический диапазон D — отношение максимального значения входного напряжения к минимальному на линейном участке амплитудной характеристики. Единица этой величины — децибел (дБ):

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \quad (11.2)$$

Коэффициент усиления по напряжению k_u — отношение выходного напряжения к входному на линейном участке амплитудной характеристики:

$$k_u = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх min}}} = \frac{m_{u \text{ вых}}}{m_{u \text{ вх}}} \operatorname{tg} \alpha, \quad (11.3)$$

где $u_{\text{вых}}$, $m_{u \text{ вх}}$ — масштабы напряжений по соответствующим осям.

Напряжение шума $U_{\text{ш}}$ — действующее значение напряжения шумов в режиме покоя, приведенное ко входу усилителя.

Уровень шума — отношение напряжения шума к максимальному значению входного напряжения $U_{\text{вх max}}$, выраженное в децибелах.

Коэффициент нелинейных искажений γ — отношение среднеквадратичного значения суммы высших гармоник к среднеквадратичному значению первой гармоники выходного напряжения:

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{m2 \text{ вых}}^2 + U_{m3 \text{ вых}}^2 + \dots}}{U_{m1 \text{ вых}}} \quad (11.4)$$

Частотные характеристики. Такие характеристики усилителя строят при фиксированной нагрузке и входном синусоидальном напряжении, амплитуда которого не выходит за пределы линейного участка амплитудной характеристики.

Частотная (амплитудно-частотная) характеристика (рис. 11.5) — зависимость коэффициента усиления по напряжению k_u от частоты f . Частотную характеристику строят в логарифмическом масштабе.

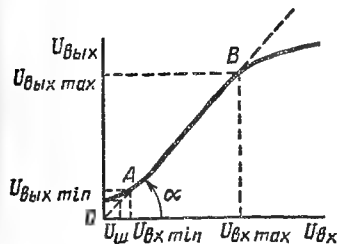


Рис. 11.4

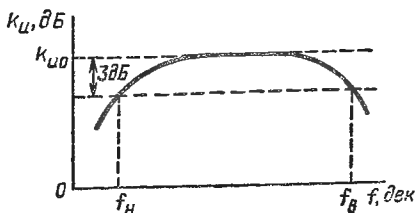


Рис. 11.5

Коэффициент усиления по напряжению на средних частотах $k_{\text{ср}}$ — значение k_u в области частот, соответствующей максимуму частотной характеристики.

Коэффициент частотных искажений $M(f)$ — отношение коэффициента усиления по напряжению на средних частотах к его значению на частоте f :

$$M(f) = k_{\text{ср}}/k_u(f). \quad (11.5)$$

Нижняя (верхняя) граничная частота $f_n(f_v)$ — частота, соответствующая некоторому фиксированному значению коэффициента частотных искажений. Обычно $M(f_n) = M(f_v) = \sqrt{2} = 3$ дБ.

Полоса пропускания (прозрачности) Δf — диапазон изменения частот от нижней до верхней граничной частоты, в котором значение коэффициента усиления приблизительно постоянно и близко к максимальному.

Фазовая (фазово-частотная) характеристика $\phi(f)$ — зависимость сдвига фаз ϕ между входным и выходным напряжениями усилителя от частоты.

Схема замещения. Основные параметры. Схема замещения усилителя для переменных составляющих сигналов при входном сигнале, не выходящем за пределы линейного участка амплитудной характеристики, представляет собой эквивалентную схему линейного четырехполюсника (см. § 1.6), в которой полагают $\underline{k}_{12} = 0$; $\underline{k}_{21} = \underline{k}_{\text{вх}}$ (рис. 11.6).

Параметры схемы замещения являются в общем случае комплексными и зависящими от частоты f .

Входное сопротивление $\underline{Z}_{\text{вх}}$ — отношение комплексного входного напряжения $\underline{U}_{\text{вх}}$ к комплексному входному току $\underline{I}_{\text{вх}}$.

Выходное сопротивление $\underline{Z}_{\text{вых}}$ — отношение комплексного значения эквивалентной э. д. с. $\underline{E}_{2\text{эк}} = \underline{k}_{21}\underline{U}_{\text{вх}}$ к выходному току $\underline{I}_{\text{вых}}$ при коротком замыкании на выходе усилителя ($\underline{U}_{\text{вых}} = 0$).

Коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода $\underline{k}_{\text{нх}}$ — отношение комплексного выходного напряжения усилителя к комплексному входному при холостом ходе на выходе усилителя ($\underline{I}_{\text{вых}} = 0$).

Классификация. По виду частотной характеристики усилители делят на: а) усилители медленно меняющихся сигналов (усилители постоянного тока); б) полосовые (широкополосные) усилители; в) резонансные (узкополосные) усилители.

Формы частотных характеристик различных типов усилителей приведены на рис. 11.7, а–в.

Полосовые усилители, в свою очередь, подразделяют на усилители низкой ($20 - 10^5$ Гц), высокой ($10^5 - 10^7$ Гц), сверхвысокой ($10^7 - 10^9$ Гц) частоты.

По основному назначению усилители делят на: а) усилители напряжения; б) усилители тока; в) усилители мощности.

При этом помимо коэффициента усиления по напряжению k_u вводят также коэффициенты усиления по току k_i и мощности k_p :

$$k_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}; \quad k_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}. \quad (11.6)$$

Усилители напряжения используют в качестве входных и промежу-

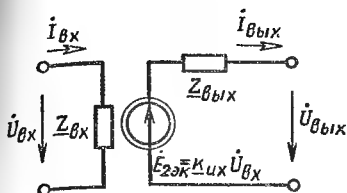


Рис. 11.6

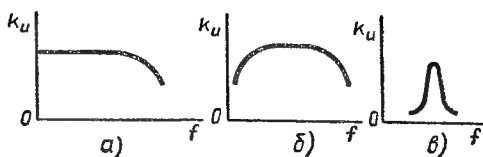


Рис. 11.7

точных усилителей, обеспечивающих основное усиление слабого входного сигнала, усилители тока и мощности — в качестве выходных усилителей, осуществляющих согласование с низкоомной нагрузкой.

Возможна и другая классификация усилителей, например по типу используемых усилительных элементов (полупроводниковые, электроно-ламповые и др.).

§ 11.2. Простейшие схемы усилителей напряжения

Простейшие схемы усилителей напряжения, построенные на различных типах усилительных элементов, приведены на рис. 11.8, а—г. В табл. 11.1 представлены характеристики в режиме покоя усилителей, показанных на рис. 11.8, а—г, а в табл. 11.2 — их схемы замещения по переменной составляющей и основные параметры. Усилители с общим катодом (исток, эмиттером), схемы которых представлены на рис. 11.8, а—в, инвертируют входной сигнал (меняют его знак на противоположный). Схема усилителя с инвертированием сигнала изображена на рис. 11.9, а.

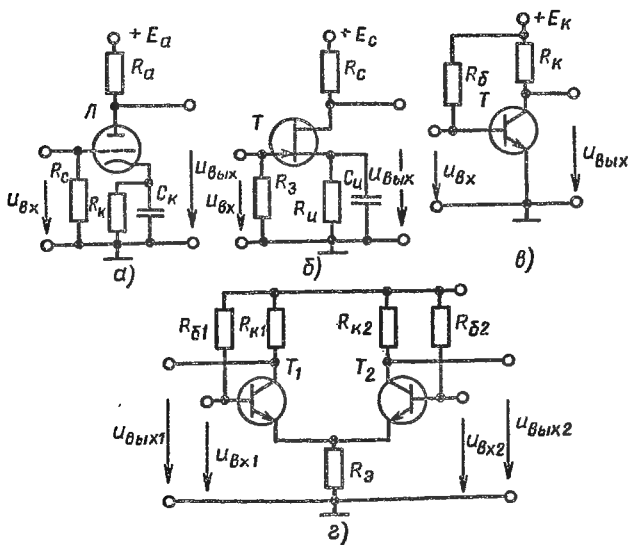
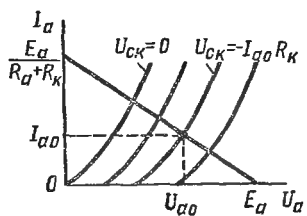
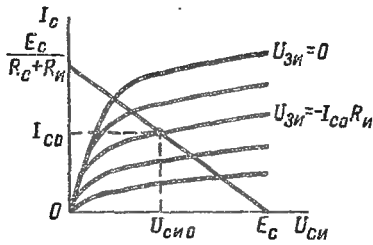
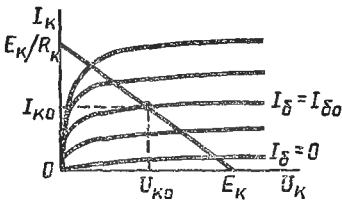
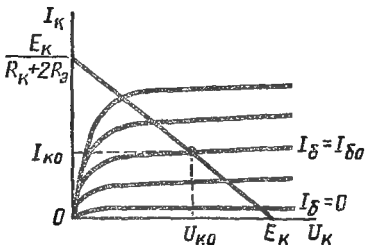


Рис. 11.8

Схема усилителя	Режим покоя	$U_{вх0}$	$U_{вых0}$
На электровакуумном триоде (рис. 11.8, а)		$I_{a0} R_K$ (1–3 В)	$U_{a0} + I_{a0} R_K$ [(0,3 ÷ 0,7) E_a]
На полевом транзисторе (рис. 11.8, б)		$I_{c0} R_{и}$ (1 ÷ 3 В)	$U_{си0} + I_{c0} R_{и}$ [(0,3 ÷ 0,7) E_c]
На биполярном транзисторе (рис. 11.8, в)		$U_{бэ0}$ (0,1 ÷ 1 В)	$U_{К0}$ [(0,3 ÷ 0,7) E_c]
Дифференциальная (рис. 11.8, г)		$U_{вх10} = U_{вх20} = U_{бэ0} + I_{К0} R_э + I_{К0} R_э;$ $U_{вх0} = 0$	$U_{вых10} = U_{вых20} = U_{К0} + 2I_{К0} R_э$

Дифференциальный усилитель имеет два выхода, каждый из которых инвертирует сигнал только с одного из входов. Схема такого усилителя для тех случаев, когда используются один или оба выхода, представлена на рис. 11.9, б, в.

Для работы усилителей на биполярных транзисторах обязательна температурная стабилизация точки покоя, так как при достаточно

Таблица 11.2

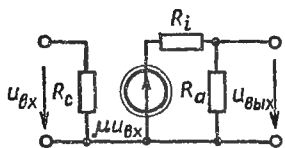
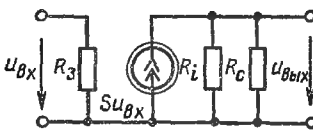
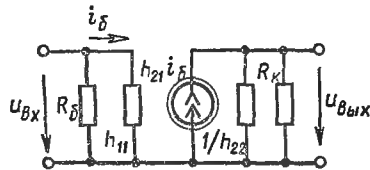
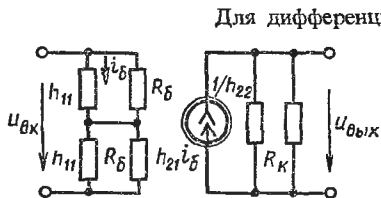
Схема усилителя	Схема замещения	k_{ux}	R_{BX}	$R_{ВЫХ}$
На электровакуумном триоде (рис. 11.8, а)		$-\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$	R_c	$\frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$
На полевом транзисторе (рис. 11.8, б)		$-S \frac{R_i R_c}{R_i + R_c}$	R_3	$\frac{R_i R_c}{R_i + R_c}$
На биполярном транзисторе (рис. 11.8, в)		$-\frac{h_{21} R_K}{h_{11}(1 + h_{22} R_K)}$	$\frac{R_6 h_{11}}{R_6 + h_{11}}$	$\frac{R_K}{1 + h_{22} R_K}$

Схема усилителя	Схема замещения	k_{ux}	$R_{вх}$	$R_{вых}$
-----------------	-----------------	----------	----------	-----------

Дифференциальная (рис. 11.8, з)

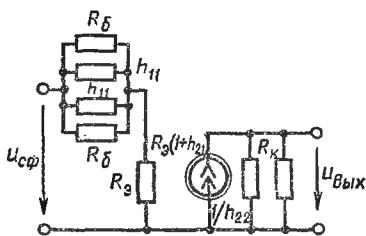


$$\pm \frac{h_{21}R_K}{2h_{11}(1 + h_{22}R_K)}$$

$$\frac{2R_\delta h_{11}}{R_\delta + h_{11}}$$

$$\frac{R_K}{1 + h_{22}R_K}$$

Для синфазного сигнала [$u_{сф} = 0,5(u_{вх1} + u_{вх2})$]



$$\frac{R_K}{2R_\delta(1 + h_{22}R_K)}$$

$$\frac{R_\delta(1 + h_{22}) + R_\delta h_{11}}{2(R_\delta + h_{11})}$$

$$\frac{R_K}{1 + h_{22}R_K}$$

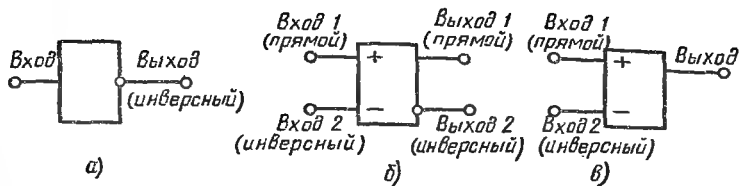


Рис. 11.9

больших изменениях температуры точка покоя, например в схеме на рис. 11.8, в, смещается (в основном из-за роста неуправляемого тока коллектора), что приводит к недопустимому возрастанию нелинейных искажений. Стабилизацию точки покоя производят путем введения обратной связи по постоянному току (см. § 11.4). На рис. 11.10, а, б приведены две схемы усилителей со стабилизацией точки покоя. В схеме на рис. 11.10, а стабилизацию осуществляют с помощью отрицательной последовательной обратной связи по току, действующей через резистор R_3 . В схеме на рис. 11.10, б дополнительно имеет место отрицательная параллельная обратная связь по напряжению (через R_1). Для исключения влияния обратной связи по току на коэффициент усиления усилителя по переменному сигналу резистор R_3 шунтируют конденсатором C_3 достаточно большой емкости.

При подаче на вход усилителя синусоидального сигнала большой амплитуды возникают нелинейные искажения выходного сигнала. Основной причиной этих искажений является нелинейность выходных характеристик усилительных элементов усилителя. В усилителе на биполярном транзисторе искажения возникают также из-за нелинейности его входных характеристик. На рис. 11.11 показано построение выходного сигнала усилителя при синусоидальных входных сигналах различной амплитуды.

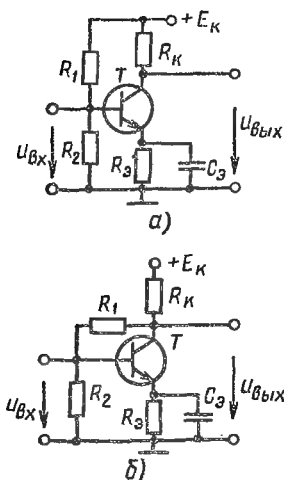


Рис. 11.10

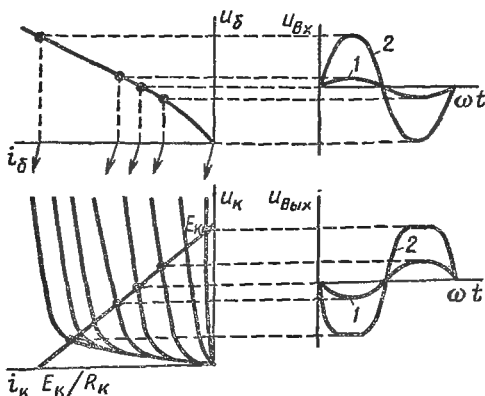


Рис. 11.11

§ 11.3. Каскадное соединение усилителей

Каскадное (последовательное) соединение усилителей используют в тех случаях, когда отдельный элементарный усилитель не обеспечивает заданных характеристик, в первую очередь необходимого коэффициента усиления по напряжению, току или мощности.

При каскадном соединении применяют различные схемы связи, предназначенные как для сопряжения усилителей между собой, так и для сопряжения источника входного сигнала с входом усилителя и нагрузки с его выходом. Структурная схема многоэлементного усилителя представлена на рис. 11.12.



Рис. 11.12

Виды связи. Основное назначение схемы связи состоит в согласовании напряжений, соответствующих режимам покоя предыдущего и последующего усилителей. При этом должны выполняться соотношения

$$\begin{aligned} (U_{\text{вых}0})_n &= (U_{\text{вх}0})_{\text{схемы связи } n}; \\ (U_{\text{вых}0})_{\text{схемы связи } n} &= (U_{\text{вх}0})_{n+1}. \end{aligned} \quad (11.7)$$

Одновременно следует стремиться к тому, чтобы коэффициент передачи переменной составляющей напряжения схемы связи $k_{\text{исв}}$ был достаточно высоким.

Различные виды связи при каскадном соединении усилителей представлены в табл. 11.3.

Вид связи влияет на частотные характеристики усилителей (табл. 11.4).

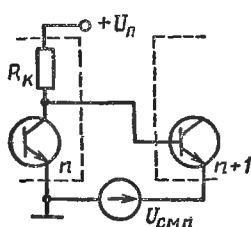
Параметры многоэлементного усилителя. Параметры усилителя ($k_{\text{иx}}$, $Z_{\text{вх}}$, $Z_{\text{вых}}$), построенного путем каскадного соединения N элементарных усилителей, находят по следующим формулам:

$$Z_{\text{вх}} = (Z_{\text{вх}})_1; \quad Z_{\text{вых}} = (Z_{\text{вых}})_N; \quad k_{\text{иx}} = (k_{\text{иx}})_N \prod_{m=1}^{N-1} (k_{\text{иx}})_m, \quad (11.8)$$

Таблица 11.3

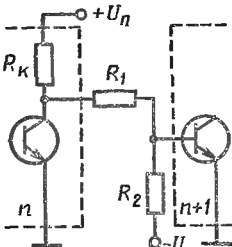
Вид связи	Схема соединения усилителей	Условие согласования режимов покоя	$k_{\text{исв}}$
-----------	-----------------------------	------------------------------------	------------------

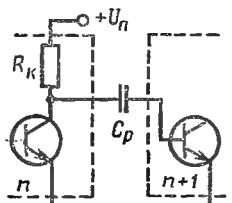
Непосредственная



$$U_{\text{см}} = (U_{\text{вых}0})_n - (U_{\text{вх}0})_{n+1}$$

1

Вид связи	Схема соединения усилителей	Условие согласования режимов покоя	$k_{исв}$
Резистивная (реостатная)		$\frac{(U_{вых0})_n - (U_{вх0})_{n+1}}{R_1} = \frac{U_{см} + (U_{вх0})_{n+1}}{R_2} = (I_{б0})_{n+1}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Емкостная		Выполняется всегда	1
-----------	---	--------------------	---

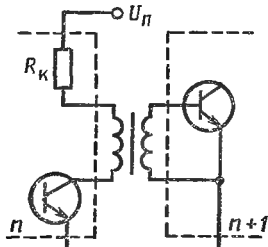
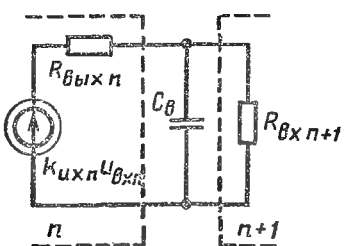
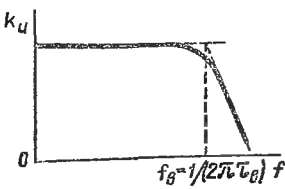
Трансформаторная		То же	n
------------------	--	-------	---

Таблица 11.4

Вид связи	Схема замещения	Частотная характеристика
Непосредственная		 $k_{и0} = k_{иxn} \frac{R_{вхn+1}}{R_{вхn+1} + R_{выхn}};$ $\tau_{\theta} = C_{\theta} \frac{R_{выхn} R_{вхn+1}}{R_{выхn} + R_{вхn+1}}$

Вид связи	Схема замещения	Частотная характеристика
Резистивная (реостатная)		$f_{\theta} = 1/(2\pi\tau_{\theta})$ $k_{u0} = k_{uxn} \frac{\frac{R_2 R_{\theta x n+1}}{R_2 + R_{\theta x n+1}}}{R_{\theta x n} + R_1 + \frac{R_2 R_{\theta x n+1}}{R_2 + R_{\theta x n+1}}}$ $\tau_{\theta} = C_{\theta} \left(\frac{1}{R_{\theta x n} + R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{\theta x n+1}} \right)$
Емкостная		$f_H = 1/(2\pi\tau_H) \quad f_{\theta 1} = 1/(2\pi\tau_{\theta 1}) \quad f_{\theta 2} = 1/(2\pi\tau_{\theta 2})$ $\tau_H = \frac{L_0 (R_{\theta x n} + R'_{\theta x n+1})}{R_{\theta x n} R'_{\theta x n+1}}$ $\tau_{\theta 1} = \frac{L_K}{R_{\theta x n} R'_{\theta x n+1}}$ $\tau_{\theta 2} \approx C'_{\theta} R'_{\theta x n+1}$ $k_{u0} = \frac{k_{uxn}}{k} \frac{R'_{\theta x n+1}}{R_{\theta x n+1} + R_{\theta x n}}$
Трансформаторная		$f_H = 1/(2\pi\tau_H) \quad f_{\theta} = 1/(2\pi\tau_{\theta})$ $\tau_H = C_p (R_{\theta x n} + R_{\theta x n+1})$ $\tau_{\theta} = C_{\theta} \frac{R_{\theta x n} R_{\theta x n+1}}{R_{\theta x n} + R_{\theta x n+1}}$ $k_{u0} = k_{uxn} \frac{R_{\theta x n+1}}{R_{\theta x n+1} + R_{\theta x n}}$

где

$$(k_u)_m = \frac{\dot{U}_{\text{вх } m+1}}{\dot{U}_{\text{вх } m}} = k_{u \times m} \frac{Z_{\text{вх } m+1}^*}{Z_{\text{вх } m+1}^* + Z_{\text{вых } m}^*} \quad (11.9)$$

— комплексный коэффициент усиления по напряжению m -го усилителя с учетом схемы связи с $(m+1)$ -м усилителем; $Z_{\text{вх } m+1}^*$, $Z_{\text{вых } m}^*$ — входное и выходное комплексные сопротивления с учетом схемы связи. Значения сопротивлений $Z_{\text{вх } m+1}^*$ и $Z_{\text{вых } m}^*$ при различных видах связи приведены в табл. 11.5.

Таблица 11.5

Вид связи	$Z_{\text{вх } m+1}^*$	$Z_{\text{вых } m}^*$
Непосредственная	$\frac{Z_{\text{вх } m+1}}{1 + j\omega C_{\text{в}} Z_{\text{вх } m+1}}$	$Z_{\text{вых } m}$
Резистивная (реостатная)	$\frac{1}{1/R_2 + j\omega C_{\text{в}} + 1/Z_{\text{вх } m+1}}$	$Z_{\text{вых } m} + R_1$
Емкостная	$\frac{Z_{\text{вх } m+1}}{1 + j\omega C_{\text{в}} Z_{\text{вх } m+1}}$	$Z_{\text{вых } m} + 1/(j\omega C_{\text{п}})$
Трансформаторная	$\frac{1}{1/(j\omega L_0) + j\omega C_{\text{в}} + 1/(Z_{\text{вх } m+1})}$	$Z_{\text{вых } m} + j\omega L_{\text{к}}$

§ 11.4. Обратная связь в усилителях

Обратная связь — передача части выходного сигнала (напряжения или тока) усилителя на его вход. Передача сигнала с выхода на вход усилителя осуществляется через четырехполюсник обратной связи, который считают однонаправленным ($\kappa_{12} = 0$, $\kappa_{21} = \kappa_{\text{нх}}$).

Виды обратной связи в усилителях различаются по способу подключения четырехполюсника обратной связи ко входу и выходу усилителя. Различные виды обратной связи даны в табл. 11.6.

Коэффициент обратной связи $\kappa_{\text{н}}$ — коэффициент передачи напряжения четырехполюсника обратной связи с учетом схемы его подключения.

Коэффициент петлевого усиления $k_{\text{п}}$ — коэффициент усиления по напряжению вдоль контура, составленного из усилителя и четырехполюсника обратной связи с учетом схемы его подключения: $k_{\text{п}} = \kappa_{\text{н}} k_{\text{нх}}$.

Глубина обратной связи $A = 1 - k_{\text{п}}$.

Основные параметры усилителей с различными видами обратной связи приведены в табл. 11.7.

Обратную связь называют отрицательной, если коэффициент петлевого усилителя $k_{\text{п}}$ является отрицательным действительным числом, в противном случае обратная связь положительна.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления по напряжению, однако при этом увеличивается его стабильность

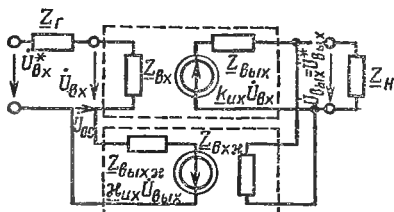
Вид обратной связи

Схема

Последовательная по напряжению

$$\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВХ}^* + \dot{U}_{ОС}; \dot{U}_{ОС} = \kappa_{\mu} \dot{U}_{ВЫХ}$$

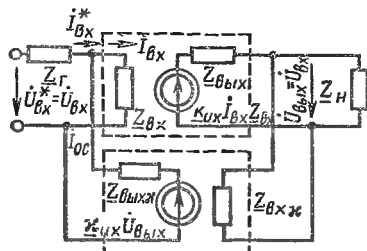
$$(Z_{Г} \ll Z_{ВХ}; Z_{ВЫХ} \ll Z_{ВХ}; Z_{ВХ} \gg Z_{ВЫХ})$$



Параллельная по напряжению

$$\dot{I}_{ВХ} = \dot{I}_{ВХ}^* + \dot{I}_{ОС}; \dot{I}_{ОС} = \frac{1}{Z_{ВЫХ}} \kappa_{\mu} \dot{U}_{ВЫХ}$$

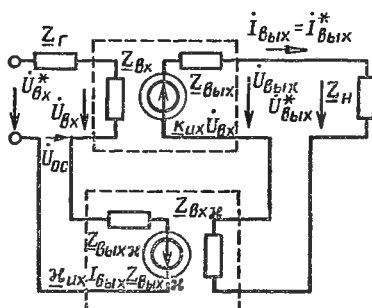
$$(Z_{Г} \gg Z_{ВХ}; Z_{ВЫХ} \gg Z_{ВХ}; Z_{ВХ} \gg Z_{ВЫХ})$$



Последовательная по току

$$\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВХ}^* + \dot{U}_{ОС}; \dot{U}_{ОС} = \kappa_{\mu} \dot{I}_{ВЫХ} Z_{ВХ} \kappa$$

$$(Z_{Г} \gg Z_{ВХ}; Z_{ВЫХ} \ll Z_{ВХ}; Z_{ВХ} \ll Z_{Н})$$



Параллельная по току

$$\dot{I}_{ВХ} = \dot{I}_{ВХ}^* + \dot{I}_{ОС}; \dot{I}_{ОС} = \frac{Z_{ВЫХ}}{Z_{ВЫХ}} \kappa_{\mu} \dot{I}_{ВЫХ}$$

$$(Z_{Г} \gg Z_{ВХ}; Z_{ВЫХ} \gg Z_{ВХ}; Z_{ВХ} \ll Z_{Н})$$

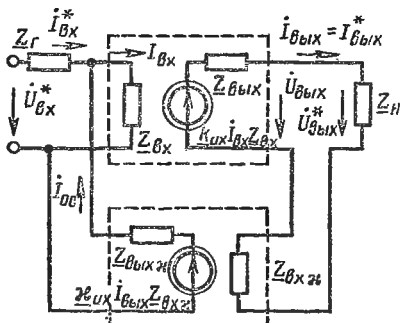


Таблица 11.7

Вид обратной связи	k_u	k_u^*	$Z_{вх}^*$	$Z_{вых}^*$
Последовательная по напряжению	$k_{иХ}$	k_u/A	$Z_{вХ}A$	$Z_{вЫХ}/A$
Параллельная по напряжению	$\frac{k_{иХ}Z_{вХ}}{Z_{вЫХ}}$	k_u/A	$Z_{вХ}/A$	$Z_{вЫХ}/A$
Последовательная по току	$\frac{k_{иХ}Z_{вХ}}{Z_{и} + Z_{вЫХ}}$	k_u/A	$Z_{вХ}A$	$Z_{вЫХ}A$
Параллельная по току	$\frac{k_{иХ}Z_{вХ}Z_{вЫХ}}{Z_{вЫХ}(Z_{и} + Z_{вЫХ})}$	k_u/A	$A_{вХ}/A$	$Z_{вЫХ}A$

относительно изменений режима работы элементов усилителя, амплитуды и частоты входного сигнала и т. п. Влияние отрицательной обратной связи на основные параметры усилителя проиллюстрировано табл. 11.8. Положительная обратная связь оказывает противоположное действие.

Примеры использования отрицательной обратной связи в усилителях представлены на рис. 11.13, а–в.

Повторители. Повторитель — усилитель напряжения, обладающий близким к единице коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Повторители используют в качестве входных элементов для подключения источников сигналов

Таблица 11.8

Вид обратной связи	$Z_{вх}^* k_u^*$	$Z_{вх}^*$	$Z_{вых}^*$	$\Delta k_u^*/k_u^*$
Последовательная по напряжению	$\frac{k_u}{1+k_{п}} < k_u$	$Z_{вх}(1+k_{п}) > Z_{вх}$	$\frac{Z_{вЫХ}}{1+k_{п}} < Z_{вЫХ}$	$\frac{\Delta k_u/k_u}{1+k_{п}} < \frac{\Delta k_u}{k_u}$
Параллельная по напряжению	$\frac{k_u}{1+k_{п}} < k_u$	$\frac{Z_{вх}}{1+k_{п}} < Z_{вх}$	$\frac{Z_{вЫХ}}{1+k_{п}} < Z_{вЫХ}$	$\frac{\Delta k_u/k_u}{1+k_{п}} < \frac{\Delta k_u}{k_u}$
Последовательная по току	$\frac{k_u}{1+k_{п}} < k_u$	$Z_{вх}(1+k_{п}) > Z_{вх}$	$Z_{вЫХ}(1+k_{п}) > Z_{вЫХ}$	$\frac{\Delta k_u/k_u}{1+k_{п}} < \frac{\Delta k_u}{k_u}$
Параллельная по току	$\frac{k_u}{1+k_{п}} < k_u$	$\frac{Z_{вх}}{1+k_{п}} < Z_{вх}$	$Z_{вЫХ}(1+k_{п}) > Z_{вЫХ}$	$\frac{\Delta k_u/k_u}{1+k_{п}} < \frac{\Delta k_u}{k_u}$

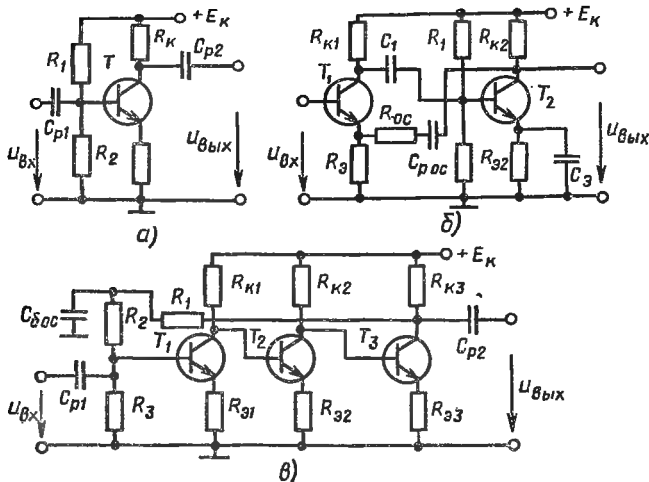


Рис. 11.13

с большим внутренним сопротивлением, а также в качестве выходных элементов для согласования многоэлементного усилителя с низкоомной нагрузкой.

Повторители строятся путем включения в схему усилителя цепи глубокой (100%-ной) последовательной отрицательной обратной связи по напряжению (рис. 11.14, а, б). Некоторые схемы повторителей приведены на рис. 11.15, а–г.

Для повторителя в соответствии с формулами, приведенными в табл. 11.7,

$$\underline{k}_{ux}^* = \frac{\underline{k}_{ux}}{1 + \underline{k}_{ux}} \approx 1 - \frac{1}{\underline{k}_{ux}};$$

$$\underline{Z}_{\text{вх}}^* = \underline{Z}_{\text{вх}}(1 + \underline{k}_{ux}) \approx \underline{Z}_{\text{вх}}\underline{k}_{ux}; \quad (11.10)$$

$$\underline{Z}_{\text{вых}}^* = \frac{\underline{Z}_{\text{вых}}}{1 + \underline{k}_{ux}} \approx \frac{\underline{Z}_{\text{вых}}}{\underline{k}_{ux}}.$$

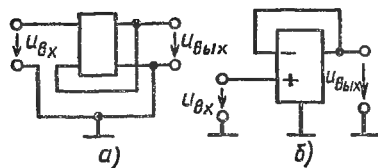


Рис. 11.14

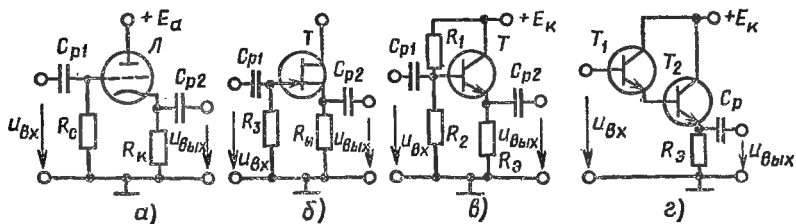


Рис. 11.15

Усилитель мощности — мощный выходной усилитель, предназначенный для обеспечения заданной мощности в подключаемом к нему (обычно низкоомном) нагрузочном резисторе R_H . Основными характеристиками усилителя мощности являются следующие:

максимальная неискаженная мощность $P_{\text{нmax}}$ — значение мощности в нагрузке, при которой коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения равен предельному значению;

к. п. д. η — отношение максимальной неискаженной мощности к мощности, потребляемой от источников питания;

коэффициент усиления по мощности k_p — отношение мощностей на выходе и входе усилителя.

Усилитель мощности работает в режиме класса А, если его усилительные элементы (электронные лампы, транзисторы) усиливают обе полуволны синусоидального входного сигнала, и в режиме класса В, если каждый из усилительных элементов усиливает одну полуволну синусоиды входного сигнала. Если усилительные элементы усиливают более одной полуволны синусоидального входного сигнала (но не обе полуволны целиком), то усилитель работает в режиме класса АВ. Усилители, работающие в режиме классов В и АВ, строят по двухтактным схемам.

Усилители мощности проектируют на основе схем с трансформаторной связью на входе и выходе, что позволяет обеспечить большую амплитуду выходного неискаженного сигнала и осуществить согласование как с нагрузкой, так и с источником входного сигнала (предварительным усилителем).

На рис. 11.16, а, б показаны схемы одноконтного усилителя, работающего в режиме класса А, и двухконтного усилителя, работающего в режиме класса В или АВ.

К. п. д. усилителя рис. 11.16, а (без учета к. п. д. трансформатора)

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{km} I_{km}}{E_k I_{k0}}. \quad (11.11)$$

Так как $U_{km} \leq E_k$; $I_{km} \leq I_{k0}$, то $\eta \leq 50\%$.

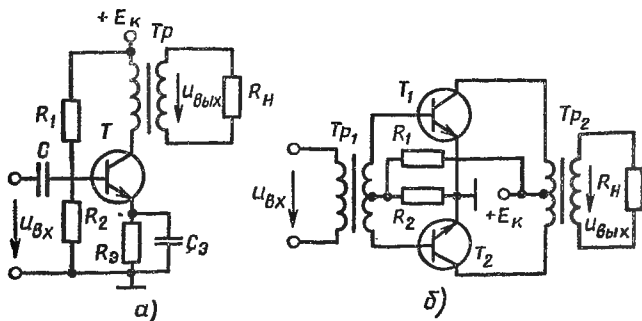


Рис. 11.16

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{U_{км}}{E_k} \frac{I_{км}}{I_{км} + \pi I_{к0}} \quad (11.12)$$

и не превышает теоретического максимального значения, равно- го 78 %.

На рис. 11.17 приведена схема бестрансформаторного двухтактного усилителя мощности класса АВ,

Рис. 11.17



построенного на паре биполярных транзисторов с различными типами электропроводности: *p-n-p* и *n-p-n*. К. п. д. такого усилителя, так же как и трансформаторного, не превышает 78 %.

§ 11.6. Транзисторные ключи. Триггеры

Транзисторные ключи. Ключ — элемент, осуществляющий под действием управляющих сигналов различные коммутации, включение и выключение пассивных и усилительных элементов, источников питания и т. д. В статическом режиме ключ находится в одном из двух состояний: замкнутым (включенным) или разомкнутым (выключенным).

Пример простейшей ключевой схемы показан на рис. 11.18. В состоянии «Выключено» (ключ *K* замкнут) напряжение на выходе равно нулю (если пренебречь сопротивлением замкнутого ключа), а в состоянии «Включено» (ключ *K* разомкнут) напряжение на выходе равно *E* (если считать сопротивление разомкнутого ключа бесконечно большим). Таким образом, при коммутации ключа *K* на выходе создаются перепады напряжения с амплитудой *E*.

В динамическом режиме ключ характеризуется рядом временных параметров.

Время включения $t_{вкл}$ — промежуток времени от момента подачи на замкнутый ключ запирающего напряжения $u_{вх}$ до момента снижения напряжения $u_{вых}$ до фиксированного уровня, принимаемого за нулевой [обычно $(0,05 \div 0,1) E$].

Время выключения $t_{выкл}$ — промежуток времени от момента подачи на разомкнутый ключ запирающего входного напряжения до момента, когда $u_{вых} = (0,9 \div 0,95) E$.

Быстродействие — максимально допустимая частота следования входных чередующихся запирающих и запирающих сигналов, каждый из которых приводит к коммутации ключа. Для характеристики быстродействия ключа используют среднее время задержки сигнала: $t_{з.ср} = 0,5(t_{вкл} + t_{выкл})$.

В качестве ключей в ключевых устройствах применяют как биполярные, так и МДП-транзисторы: по существу, транзисторные ключи представляют собой усилители (чаще всего построенные по схемам с общим эмиттером или общим истоком), работающие в режиме большого входного сигнала.

На рис. 11.19, а показана схема простейшего ключа, построенная

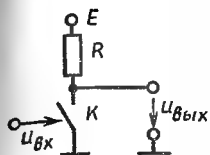


Рис. 11.18

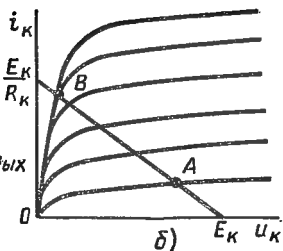
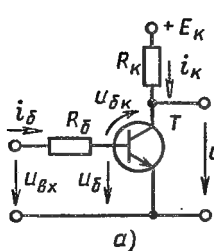


Рис. 11.19

на биполярном транзисторе $n-p-n$ -типа (для транзистора $p-n-p$ -типа напряжения источника питания и сигналов должны быть изменены на обратные). В статическом режиме транзистор закрыт (точка A на рис. 11.19, б) либо открыт (точка B на рис. 11.19, б).

Транзистор закрыт. На входе ключа действует низкий уровень напряжения $u_{БЭ0}$; ток $i_Б = -I_{К0} \approx 0$, оба $p-n$ -перехода транзистора (эмиттерный и коллекторный) смещены в обратном направлении ($u_Б \leq 0$; $u_{БК} \leq 0$). Такой режим работы транзистора называют *режимом отсечки*.

Транзистор открыт. На входе ключа действует высокий уровень напряжения $u_{БЭ1}$, ток $i_Б \approx u_{БЭ1}/R_Б$. Оба $p-n$ -перехода открытого транзистора смещены в прямом направлении, что соответствует режиму насыщения. В режиме насыщения

$$i_K < \beta i_Б; \\ i_Б < I_{Б, \text{нас}} = I_{К, \text{нас}}/\beta \approx E_K/(R_K \beta), \quad (11.13)$$

где $I_{Б, \text{нас}}$ — насыщающий ток базы; $\beta = h_{21}$.

Степень насыщения транзистора характеризуется коэффициентом $S = i_Б/I_{Б, \text{нас}}$.

Замыкание ключа происходит в два этапа. На первом этапе входная емкость $C_{вх}$ транзистора заряжается до потенциала, соответствующего отпираанию его эмиттерного перехода. При этом напряжение на выходе ключа не меняется. Время, в течение которого напряжение на выходе ключа постоянно, называют *временем задержки включения транзистора* $t_{з, \text{вкл}}$. На втором этапе транзистор работает в активной области статической характеристики, переходя от точки A к точке B (рис. 11.19, б). Время, в течение которого транзистор работает в активной области статической характеристики, — *время фронта включения транзистора* $t_{ф, \text{вкл}}$. Оно уменьшается с ростом отпирающего тока базы, при использовании высокочастотных транзисторов, а также при уменьшении паразитной емкости $C_{вых}$, шунтирующей коллекторную цепь транзистора. Общее время включения

$$t_{\text{вкл}} = t_{з, \text{вкл}} + t_{ф, \text{вкл}}. \quad (11.14)$$

По истечении времени $t_{\text{вкл}}$ транзистор находится в режиме насыщения, токи $i_Б$ и i_K практически не меняются, а накопление заряда в базе продолжается. Процесс накопления зарядов в базе

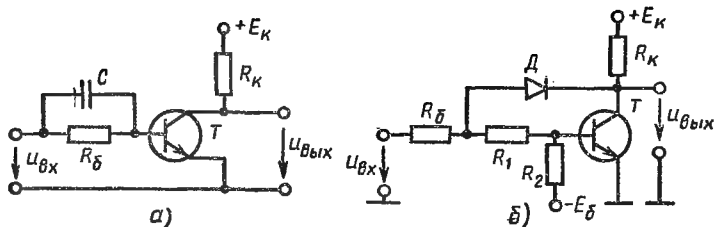


Рис. 11.20

завершается за время $t_{\text{нас}}$, транзистор переходит в стационарный режим работы.

Размыкание ключа также происходит в два этапа. На первом этапе длительностью $t_{\text{з. выкл}} = t_p$ происходит рассасывание накопленных в базе зарядов. На втором этапе длительностью $t_{\text{ф. выкл}}$ транзистор работает в активной области статической характеристики. Таким образом,

$$t_{\text{выкл}} = t_{\text{з. выкл}} + t_{\text{ф. выкл}} \quad (11.15)$$

Для увеличения быстродействия биполярных транзисторных ключей используют форсирующие конденсаторы или вводят нелинейную отрицательную обратную связь.

Схема с форсирующим конденсатором C приведена на рис. 11.20, а. В моменты коммутации через форсирующий конденсатор протекают значительные токи, способствующие быстрой зарядке $C_{\text{бх}}$ (при этом уменьшается время $t_{\text{з. вкл}}$) и более интенсивному рассасыванию накопленных в базе зарядов (при этом сокращается время $t_{\text{з. выкл}}$).

На рис. 11.20, б показана схема с нелинейной обратной связью через диод D , введение которой позволяет сократить время $t_{\text{з. выкл}}$ за счет предотвращения насыщения транзистора.

На рис. 11.21, а–в представлены три схемы ключей на МДП-транзисторах. На рис. 11.21, а дана схема простейшего ключа на основе усилителя с общим истоком на МДП-транзисторе с индуцированным каналом. В схеме на рис. 11.21, б вместо резистора R_c используют МДП-транзистор. Схема на рис. 11.21, в построена на

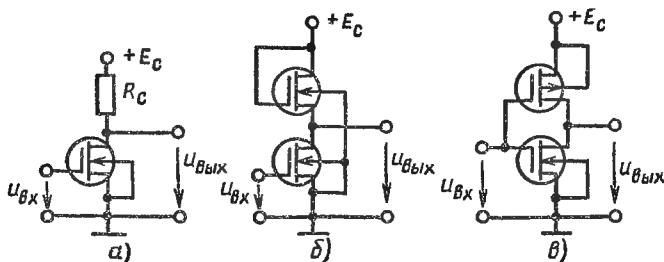


Рис. 11.21

дополняющих (комплементарных) МДП-транзисторах. В этой схеме в статическом режиме ток через транзисторы не течет: один из транзисторов закрыт, в то время как второй — открыт.

Триггеры. Триггер — электронная схема, имеющая два устойчивых стационарных состояния; переходы из одного состояния в другое и обратно совершаются под действием специальных запускающих импульсов. Простейшая схема триггера (без цепей запуска) приведена на рис. 11.22, а.

Триггер можно рассматривать как двухэлементный усилитель постоянного тока (с резистивной связью), охваченный положительной обратной связью по напряжению. На рис. 11.22, б (кривая а) приведена переходная характеристика по напряжению усилителя, входным сигналом которого является напряжение между выводом резистора $R'_{\delta 1}$, подсоединенным к коллектору T_1 , и землей, а выходным — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора T_1 . Стационарные режимы возможны при равенстве входного и выходного напряжений (точки 0, А, 1 на рис. 11.22, б).

Стационарный режим, соответствующий точке А, является неустойчивым: при любых сколь угодно малых отклонениях от этого режима триггер переходит в одно из двух возможных устойчивых состояний: «0» или «1». В состоянии «0» транзистор T_1 открыт (находится в режиме насыщения), транзистор T_2 закрыт (находится в режиме отсечки), в состоянии «1», наоборот, транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт.

Переброс триггера из одного состояния в другое осуществляют, например, путем подачи короткого положительного импульса на базу или короткого отрицательного импульса на коллектор закрытого транзистора.

Пусть триггер находится в состоянии «0»: транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. При подаче положительного импульса на базу транзистора T_2 переходная характеристика усилителя смещается влево (кривая б на рис. 11.22, б) и единственным устойчивым состоянием становится состояние «1». После снятия положительного импульса переходная характеристика принимает первоначальное положение, тогда как триггер остается в состоянии «1». Аналогично, при подаче положительного импульса на базу транзистора T_1 переходная характеристика смещается вправо (кривая с на

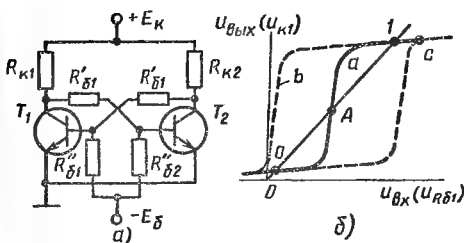


Рис. 11.22

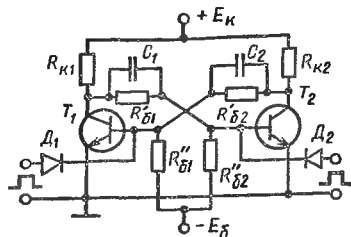


Рис. 11.23

рис. 11.22, б) и триггер перебрасывается в состояние «0». Для ускорения процесса переключения транзисторов, как и в транзисторных ключах, используют, например, форсирующие конденсаторы C_1 и C_2 (рис. 11.23).

ГЛАВА 12 ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

§ 12.1. Основные понятия

Электронный генератор (автогенератор) — устройство, вырабатывающее электрические колебания определенной частоты и формы, используя энергию источника постоянного напряжения (тока). Автогенератор, по существу, представляет собой преобразователь электрической энергии постоянного тока в энергию колебаний.

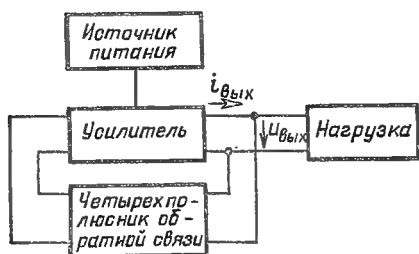


Рис. 12.1

Электронные генераторы строят на основе усилителей, охваченных цепью обратной связи (рис. 12.1).

Основными характеристиками генератора являются форма, частота и амплитуда генерируемых колебаний.

По форме колебаний генераторы подразделяют на генераторы синусоидальных (точнее, почти синусоидальных) и генераторы несинусоидальных колеба-

ний. Последние имеют резко несинусоидальную форму колебаний с разрывом функции или ее производной и называются *генераторами релаксационных колебаний*.

По частоте генерируемых колебаний генераторы делят на генераторы инфранизкой (от долей герц до 10 Гц), низкой (10 Гц — 100 кГц), высокой (100 кГц — 10 МГц), сверхвысокой (более 10 МГц) частоты. Важной характеристикой генераторов является стабильность частоты, определяемая как относительное изменение частоты генерируемых колебаний под действием различных дестабилизирующих факторов (температуры, напряжения источников питания и т. д.).

Энергетическими характеристиками генераторов являются мощность, отдаваемая генератором в нагрузку, и к. п. д.

§ 12.2. Генераторы синусоидальных колебаний

В генераторах синусоидальных колебаний форма выходного напряжения близка к синусоидальной. В большинстве случаев это достигается путем включения в замкнутый контур «усилитель — цепь обратной связи» элементов, обладающих ярко выраженными фильтрующими свойствами (например, резонансного LC-контура или

фазосдвигающей RC-цепи). Структурная схема генератора, приведенная на рис. 12.2, содержит два четырехполосника. Первый четырехполосник представляет собой нелинейный элемент (НЭ), характеризующий нелинейные свойства усилителя, связанные с нелинейностью характеристик входящих в него усилительных элементов (электронных ламп, транзисторов). Второй четырехполосник — линейная часть (ЛЧ) — включает в себя линейные элементы, содержащиеся как в схеме усилителя, так и в цепи обратной связи. Таким образом, комплексный коэффициент петлевого усиления

$$\underline{k}_n = k_{нэ} k_{лч} = \underline{k}_u \underline{k}_u \quad (12.1)$$

где $\underline{k}_u$ — коэффициент усиления усилителя; $\underline{k}_u$ — коэффициент передачи четырехполосника обратной связи; $\underline{k}_{лч}$ — коэффициент усиления ЛЧ; $k_{нэ}$ — эквивалентный коэффициент усиления НЭ.

Для анализа генераторов синусоидальных колебаний наибольшее распространение получил квазилинейный метод (метод гармонической линеаризации, гармонического баланса). Суть этого метода состоит в следующем. Пусть на входе НЭ действует синусоидальный сигнал

$$u = U_m \sin \omega t. \quad (12.2)$$

После прохождения через НЭ синусоидальная форма сигнала искажается, кроме первой гармоники с частотой ω появляются высшие гармоники:

$$u^* = F(u) = U_{m1}^* \sin \omega t + \sum_{i=2}^{\infty} U_{mi}^* \sin (i\omega t + \varphi_i). \quad (12.3)$$

ЛЧ обладает ярко выраженными фильтрующими свойствами:

$$k_{лч}(\omega) \gg k_{лч}(i\omega), \quad i = 2, 3, \dots \quad (12.4)$$

Таким образом, на выходе линейной части высшие гармоники сигнала u^* ослабляются и форма напряжения вновь приближается к синусоидальной:

$$\begin{aligned} U_{m1}^* k_{лч}(\omega) \sin (\omega t + \psi_1) + \sum_{i=2}^{\infty} U_{mi}^* k_{лч}(i\omega) \sin (i\omega t + \varphi_i + \psi_i) \approx \\ \approx U_{m1}^* k_{лч}(\omega) \sin (\omega t + \psi_1), \end{aligned} \quad (12.5)$$

или в комплексной форме $\dot{U}^* \underline{k}_{лч}(\omega)$.

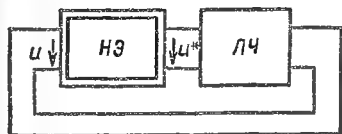


Рис. 12.2

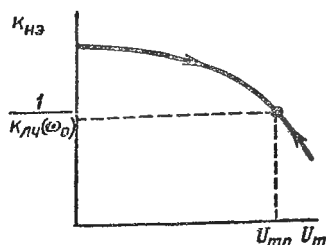


Рис. 12.3

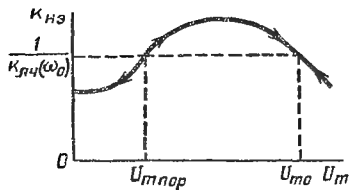


Рис. 12.4

Из этих соотношений следует, что можно не учитывать появление высших гармоник на выходе НЭ, а следовательно, можно заменить этот элемент эквивалентным линейным элементом, коэффициент передачи которого по напряжению зависит от амплитуды входного сигнала:

$$k_{\text{НЭ}}(U_m) = \frac{U_{m1}^*}{U_m} = \frac{\omega}{2\pi U_m} \int_0^{2\pi} F(u) \sin \omega t \, dt. \quad (12.6)$$

Условие существования стационарных колебаний в генераторе можно записать в виде комплексного уравнения

$$k_{\pi} = \underline{k}_u \underline{x}_u = k_{\text{НЭ}}(U_m) \underline{k}_{\text{ЛЧ}}(\omega) = 1 \quad (12.7)$$

или в виде двух уравнений

$$k_{\text{НЭ}}(U_m) \underline{k}_{\text{ЛЧ}}(\omega) = 1;$$

$$\arg(\underline{k}_{\text{ЛЧ}}(\omega)) = \arg(\underline{k}_u(\omega)) + \arg(\underline{x}_u(\omega)) = 0, \quad (12.8)$$

первое из которых называют *уравнением баланса амплитуд*, а второе — *уравнением баланса фаз*.

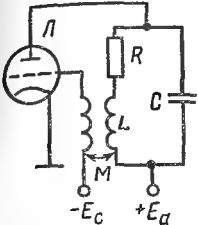
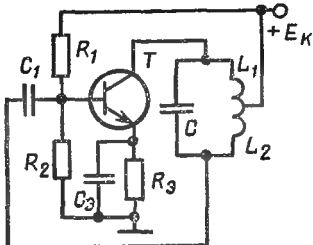
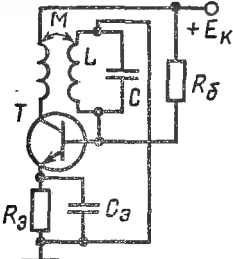
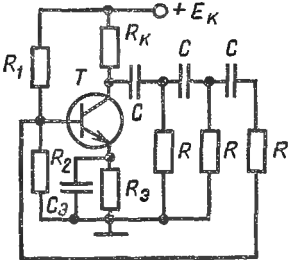
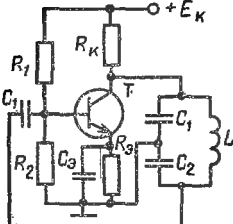
Уравнение баланса фаз не содержит неизвестной амплитуды и может служить для непосредственного определения частоты колебаний генератора ω_0 . Амплитуда U_{m0} колебаний находится из уравнения баланса амплитуд [обычно графически (рис. 12.3)].

Точка пересечения кривой $k_{\text{НЭ}}(U_m)$ и прямой $k_{\text{ЛЧ}}(\omega_0)$ на рис. 12.3 соответствует стационарному режиму генератора, который является устойчивым. Действительно, при уменьшении по каким-либо причинам U_m значение $k_{\text{НЭ}}$ возрастает и амплитуда колебаний начинает увеличиваться, стремясь к U_{m0} . Аналогично, при увеличении U_m падает $k_{\text{НЭ}}$ и амплитуда колебаний генератора уменьшается до стационарного значения U_{m0} .

Рис. 12.3 соответствует мягкому режиму возбуждения колебаний в генераторе. В этом случае при сколь угодно малых начальных значениях U_m (вызванных, например, флуктуациями в элементах схемы) выполняется соотношение $k_{\text{НЭ}}(U_m) > \frac{1}{k_{\text{ЛЧ}}(\omega_0)}$ и колебания на-

растают, стремясь к установившемуся значению U_{m0} . Рис. 12.4 соответствует жесткому режиму возбуждения колебаний. При этом установившийся режим достигается только в том случае, когда начальное возмущение превышает некоторое пороговое напряжение $U_{m\text{пор}}$.

В табл. 12.1 представлены некоторые схемы генераторов и значения ω_0 для них.

Схема генератора	ω_0 (приближенное значение)	Схема генератора	ω_0 (приближенное значение)
LC-генератор с колебательным контуром в цепи анода 	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	LC-генератор (индуктивная трехточечная схема) 	$\frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}}$
LC-генератор с колебательным контуром в цепи базы 	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	RC-генератор 	$\frac{1}{\sqrt{6RC}}$
LC-генератор (емкостная трехточечная схема) 	$\frac{1}{\sqrt{\frac{LC_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$		

§ 12.3. Мультивибраторы

Мультивибратор — релаксационный генератор, представляющий собой двухэлементный усилитель с емкостной связью, выход которого соединен со входом. При этом образуется замкнутая цепь с положительной обратной связью. Мультивибратор называют *симмет-*

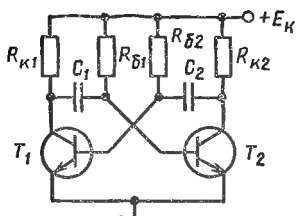


Рис. 12.5

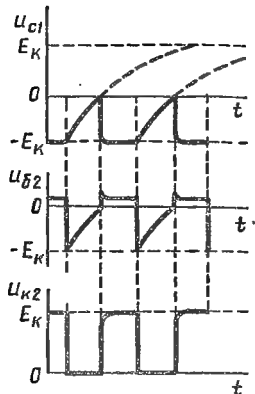


Рис. 12.6

ричным, если транзисторы T_1 и T_2 (рис. 12.5) и сходные элементы схемы каждого усилителя одинаковы, т. е. $R_{к1} = R_{к2} = R_k$; $R_{б1} = R_{б2} = R_b$; $C_1 = C_2 = C$, и несимметричным, если какое-нибудь из этих условий не выполняется.

Так же как и в триггере, транзисторы в мультивибраторе работают в ключевом режиме. Мультивибратор имеет два состояния квазиравновесия: в одном из них транзистор T_1 открыт (находится в состоянии насыщения), а транзистор T_2 закрыт (находится в состоянии отсечки), в другом, наоборот, транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт. Каждое из состояний квазиравновесия неустойчиво, так как отрицательный потенциал на базе закрытого транзистора по мере зарядки соответствующего конденсатора стремится к положительному потенциалу источника питания. В тот момент, когда этот потенциал станет положительным, состояние квазиравновесия нарушается, запертый транзистор открывается, открытый закрывается и мультивибратор переходит в новое состояние квазиравновесия. Временные диаграммы работы мультивибратора приведены на рис. 12.6. Период колебаний симметричного мультивибратора

$$T = 2R_b C \ln \frac{2E_k}{E_k} \approx 1,4R_b C. \quad (12.9)$$

ГЛАВА 13 ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

§ 13.1. Интегральные микросхемы

Основные понятия. Микроэлектроника — область электроники, охватывающая проблемы исследования, конструирования, изготовления и применения микроэлектронных изделий.

Микроэлектронное изделие — электронное устройство с высокой степенью интеграции.

Интегральная микросхема (ИМС) — микроэлектронное изделие, вы-

полняющее функции преобразования и обработки сигнала, имеющее высокую плотность упаковки элементов (элементов и компонентов) и (или) кристаллов, рассматриваемая с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации как единое целое.

Элемент интегральной микросхемы — часть ИМС, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента, выполняемая неразделимо от кристалла или подложки и с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации не выделяемая как самостоятельное изделие. К электрорадиоэлементам относятся транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и др.

Компонент интегральной микросхемы — часть ИМС, реализующая функции какого-либо электрорадиоэлемента и с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации выделяемая как самостоятельное изделие.

Кристалл интегральной микросхемы — часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковой ИМС, межэлементные соединения и контактные площадки.

Аналоговая интегральная микросхема — ИМС, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции. Частный случай аналоговой ИМС — ИМС с линейной характеристикой (линейная ИМС).

Цифровая интегральная микросхема — ИМС, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции. Одним из видов цифровых ИМС является логическая ИМС.

Степень интеграции интегральной микросхемы — показатель степени сложности микросхемы, характеризуемый числом содержащихся в ней элементов и компонентов.

Степень интеграции ИМС определяют по формуле $k = \lg N$, где k — коэффициент, определяющий степень интеграции, округляемый до ближайшего большего целого числа; N — число входящих в ИМС элементов и компонентов. ИМС, у которых $k = 1$, называют схемами с малым уровнем интеграции (МИС), у которых $k = 2$ — схемами среднего уровня интеграции (СИС), у которых $k = 3, 4$ — большими интегральными

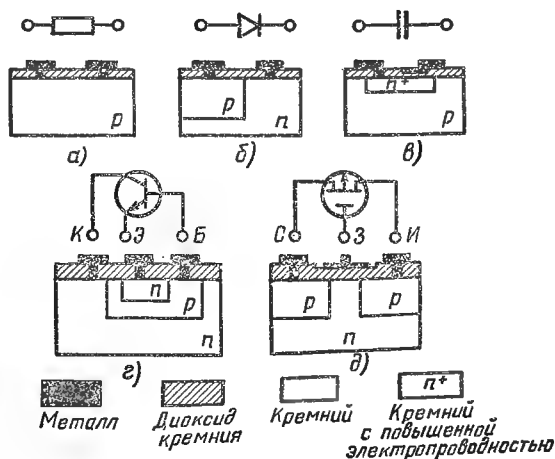
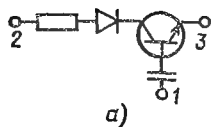
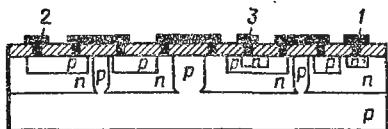


Рис. 13.1



а)



б)

Рис. 13.2

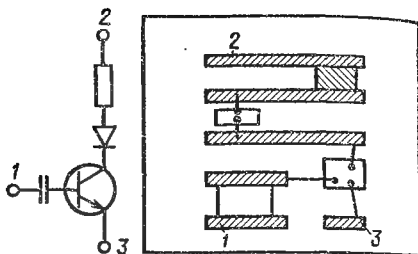


Рис. 13.3

схемами (БИС), у которых $k > 4$ — сверхбольшими интегральными схемами (СБИС).

Устройство. Полупроводниковая интегральная микросхема — ИМС, элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Гибридная интегральная микросхема — ИМС, содержащая кроме элементов компоненты и (или) кристаллы. (Разновидность гибридной ИМС — многокристальная ИМС.)

На рис. 13.1, а—д показаны примеры формирования различных элементов на полупроводниковом кристалле. Структуры полупроводниковой и гибридной ИМС изображены на рис. 13.2 и 13.3*.

Обозначения типов ИМС. Условное обозначение типа ИМС состоит из трех элементов. Первый элемент — три цифры, указывающие номер серии, причем первая цифра определяет конструктивно-технологическое исполнение ИМС (1, 5 — полупроводниковые, 2, 4, 8 — гибридные, 7 — полупроводниковые бескорпусные, 3 — прочие, т. е. пленочные, керамические и т. д.), вторые две цифры — порядковый номер разработки серии ИМС (от 00 до 99).

Второй элемент — две буквы, характеризующие функциональное назначение ИМС. Третий элемент — порядковый номер одноименных по функциональному назначению ИМС в данной серии.

§ 13.2. Операционные усилители

Основные характеристики и параметры. *Операционный усилитель (ОУ)* — усилитель напряжения с непосредственными связями и большим коэффициентом усиления, предназначенный для работы в схемах с глубокой отрицательной обратной связью.

ОУ имеют обычно дифференциальный вход и недифференциальный (однополюсный) выход. Питание усилителя осуществляется от двух симметричных источников различной полярности $\pm U_n$.

* Гибридная ИМС, показанная на рис. 13.3, содержит нанесенные на стеклянную или керамическую подложку пленочные проводники, пленочный резистор и конденсатор, а также диод и транзистор в бескорпусном исполнении.

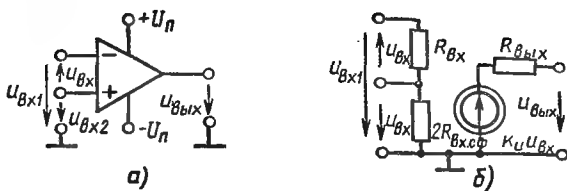


Рис. 13.4

ОУ и его схема замещения изображены на рис. 13.4, а, б. Здесь u_{BX1} — напряжение на инвертирующем входе, u_{BX2} — напряжение на неинвертирующем входе, $u_{BX} = u_{BX1} - u_{BX2}$ — дифференциальное входное напряжение, $u_{\phi} = 0,5(u_{BX1} + u_{BX2})$ — синфазное входное напряжение.

На рис. 13.5 показана амплитудная характеристика ОУ на нулевой частоте (характеристика «вход — выход»), а на рис. 13.6 — частотные характеристики ОУ.

При использовании ОУ в схемах с глубокой отрицательной обратной связью передаточная характеристика схемы может являться функцией только параметров цепи обратной связи, не зависящих от параметров усилителя. ОУ тем точнее реализует заданную для него конкретной схемой включения функцию, чем ближе его параметры приближаются к параметрам идеального ОУ.

Основные параметры ОУ, их определение и размерность даны в табл. 13.1. В табл. 13.2 приведены значения основных параметров для ряда интегральных ОУ общего назначения.

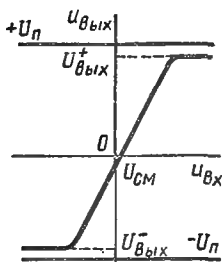


Рис. 13.5

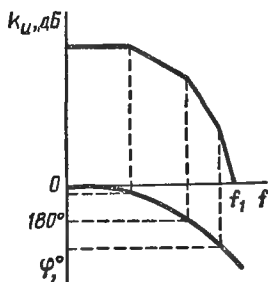


Рис. 13.6

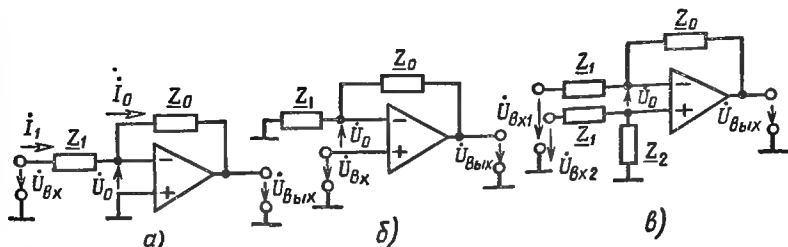


Рис. 13.7

Таблица 13.1

Параметр	Размерность	Определение
Коэффициент усиления по напряжению k_u	В/В	Коэффициент передачи дифференциального входного напряжения без обратной связи в режиме холостого хода
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $k_{оссф}$	дБ	Отношение коэффициентов передачи дифференциального и синфазного сигналов
Напряжение смещения нуля $U_{см}$	мВ	Напряжение, которое необходимо подать на один из входов ОУ, чтобы $u_{вых}=0$
Входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{вх}$	кОм	Сопротивление между входами ОУ
Входное сопротивление для синфазного сигнала $R_{вхсф}$	кОм	Сопротивление между одним из входов ОУ и общей шиной при разомкнутом втором входе
Частота единичного усиления f_1	МГц	Частота, на которой $k_u=1$
Напряжение шума $U_{ш}$	нВ/Гц	Э. д. с. шума, который нужно подать на дифференциальный вход нешумящего ОУ для достижения выходного шума реального ОУ
Максимальное выходное напряжение $U_{вых\max}$	В	Максимальное значение симметричного сигнала на выходе ОУ
Максимальный выходной ток $I_{вых}$	мА	Максимальный ток нагрузки ОУ, не нарушающий его работы

Таблица 13.2

Тип ОУ	$U_{п}$, В	k_u , В/В, не менее	$k_{оссф}$, дБ, не менее	$U_{см}$, мВ, не более	$R_{вх}$, кОм, не менее	f_1 , МГц, не менее	$U_{вых\max}$, В, не менее
Идеальный		∞	∞	0	∞	∞	$U_{п}$
140УД1А	$\pm 6,3$	500	60	9	4	5	2,8
140УД1Б	$\pm 12,6$	1350	60	9	4	5	5,7
140УД6	± 15	30000	70	10	1000	1	11
140УД8А	± 15	50000	64	20	10 ⁶	1	10
153УД1А	± 15	15000	65	7,5	200	1	10
153УД2	± 15	20000	65	10	300	1	10
544УД1А	± 15	50000	64	30	10 ⁷	1	10

Схемы включения. Решающий усилитель — усилитель, включающий ОУ и элементы обратной связи. В этом случае используют параллельную отрицательную обратную связь по напряжению. Для идеального решающего усилителя $\dot{I}_1 = I_0$; $\dot{U}_0 = 0$; $\underline{Z}_{вых} = 0$; $\beta = \underline{Z}_1 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0)$. На рис. 13.7, а–в представлены основные схемы решающих усилителей. Уравнения (в комплексной форме), описывающие связь выходных напряжений с входными для этих схем, даны в табл. 13.3. В табл. 13.4 показаны некоторые схемы, использующие решающие усилители.

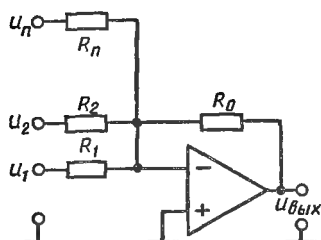
Таблица 13.3

Схема включения	Математическое выражение	Входное сопротивление $Z_{вх}$
Рис. 13.7, а	$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{Z_0}{Z_1} \dot{U}_{\text{вх}}$	Z_1
Рис. 13.7, б	$\dot{U}_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_1}\right) \dot{U}_{\text{вх}}$	∞
Рис. 13.7, в	$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{Z_0}{Z_1} (\dot{U}_{\text{вых2}} - \dot{U}_{\text{вых1}})$	$2Z_1$

Таблица 13.4

Схема	Математическое выражение
-------	--------------------------

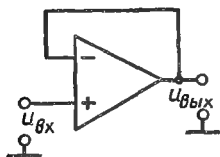
Сумматор напряжения



$$u_{\text{вых}} = -\sum_{i=1}^n \frac{R_0}{R_i} u_i$$

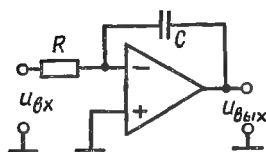
Повторитель

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$$



Интегратор

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt$$

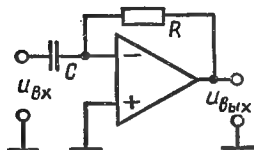


Схема

Математическое выражение

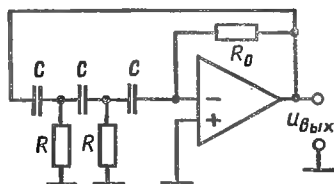
Дифференцирующий усилитель

$$u_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}$$



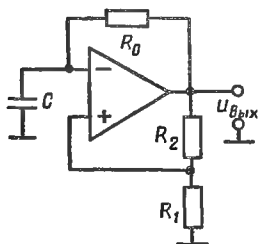
RC-генератор

$$\omega_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{\sqrt{3}RC}; R_0 = \frac{4}{RC^2\omega_{\text{ВЫХ}}^2}$$



Мультивибратор

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$



§ 13.3. Логические элементы

Основные понятия. Логическая переменная — переменная, принимающая два значения: истинно — «1» и ложно — «0».

Логическая функция — логическая (зависимая) переменная, значение которой является функцией одной или нескольких логических (независимых) переменных.

Таблица истинности — таблица, в которой заданы значения логической функции для всех возможных значений независимых переменных.

Логический элемент — электронная схема, имеющая $m \geq 1$ входов и $n \geq 1$ выходов, реализующая на каждом выходе y_j ($j = 1, \dots, n$) логическую функцию от входных переменных x_i ($i = 1, \dots, m$); $y_j = f_j(x_1, x_2, \dots, x_m)$, $j = 1, \dots, n$.

Положительная логика — представление в логических элементах значения логической «1» высоким потенциалом, а логического «0» — низким потенциалом. В противном случае представление информации соответствует отрицательной логике.

Логический базис — набор типов логических элементов, соединение которых позволяет реализовать произвольную логическую функцию.

В табл. 13.5 представлены основные логические элементы с двумя входами. Полный набор логических элементов включает элементы, приведенные в табл. 13.6.

Таблица 13.5

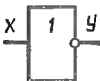
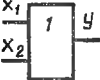
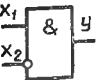
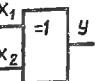
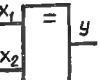
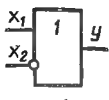
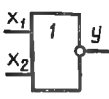
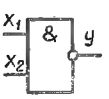
Тип элемента	Логическая функция	Таблица истинности			Условное изображение
Элемент НЕ (инвертор)	Логическое отрицание x	x	y		
		0	1		
		1	0		
Элемент И (конъюнктор)	Конъюнкция $x_1 x_2$ (логическое умножение)	x_1	x_2	y	
		0	0	0	
		0	1	0	
		1	0	0	
		1	1	1	
Элемент ИЛИ (дизъюнктор)	Дизъюнкция (логическое сложение) $x_1 + x_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	0	
		0	1	1	
		1	0	1	
		1	1	1	

Таблица 13.6

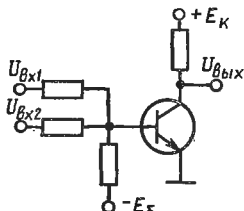
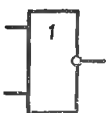
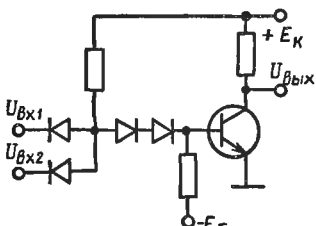
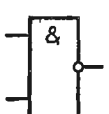
Тип элемента	Логическая функция	Таблица истинности			Условное изображение
Запрет	$x_1 \bar{x}_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	0	
		0	1	0	
		1	0	1	
		1	1	0	
Исключительное ИЛИ (неравнозначность)	$x_1 \oplus x_2 = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	0	
		0	1	1	
		1	0	1	
		1	1	0	
Равнозначность	$x_1 \sim x_2 = x_1 x_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	1	
		0	1	0	
		1	0	0	
		1	1	0	

Тип элемента	Логическая функция	Таблица истинности			Условное изображение
Импликация	$x_1 + \bar{x}_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	1	
		0	1	0	
		1	0	1	
		1	1	1	
Стрелка Пирса (ИЛИ – НЕ)	$x_1 + x_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	1	
		0	1	0	
		1	0	0	
		1	1	0	
Штрих Шеффера (И – НЕ)	$x_1 x_2$	x_1	x_2	y	
		0	0	1	
		0	1	1	
		1	0	1	
		1	1	0	

Микросхемная реализация. Тип логических элементов – совокупность схемных и технологических признаков, характеризующих ИМС логических элементов.

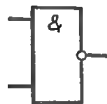
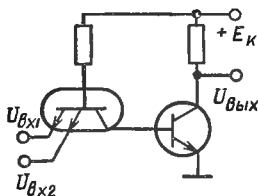
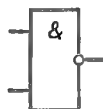
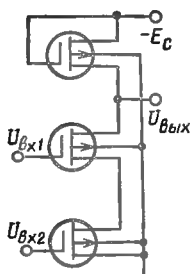
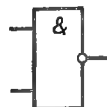
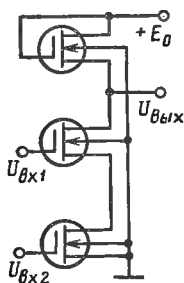
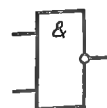
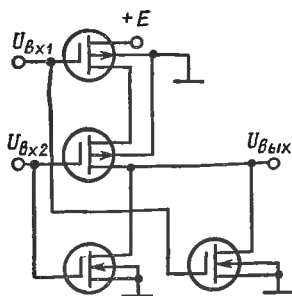
В табл. 13.7 дана расшифровка аббревиатур названий основных типов логических элементов, представлены их схемы.

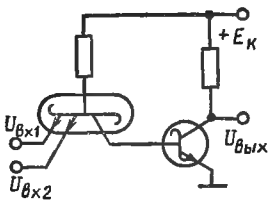
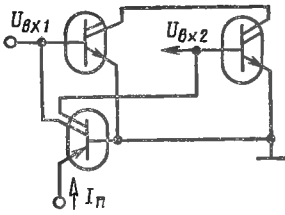
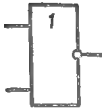
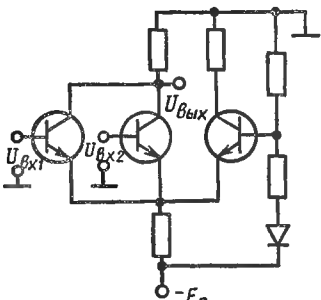
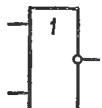
Таблица 13.7

Тип логического элемента	Схема	Логический элемент
РТЛ (резистивная транзисторная логика)		
ДТЛ (диодно-транзисторная логика)		

Тип логического
элемента

Схема

Логический
элементТТЛ (транзисторно-тран-
зисторная логика)*p*-МДПТЛ (логика на
МДП-транзисторах
с каналом *p*-типа)*n*-МДПТЛ (логика на
МДП-транзисторах с кана-
лом *n*-типа)КМДПТЛ (логика на
комплементарных МДП-
транзисторах)

Тип логического элемента	Схема	Логический элемент
ТТЛШ (транзисторно-транзисторная логика с транзисторами Шоттки)		
И ² Л (интегральная инжекционная логика)		
ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика)		

Основные параметры. *Быстродействие* — время задержки распространения — определяется интервалом времени между сменой состояний входного и выходного сигналов.

Нагрузочная способность оценивается коэффициентом разветвления по выходу — числом входов одностипных ИМС, которые могут быть подключены к одному выходу.

Помехоустойчивость определяется максимально допустимым напряжением помехи, не вызывающим неправильного срабатывания логического элемента.

Степень генерирования помех характеризуется интенсивностью колебаний потребляемого тока при срабатывании (переключении) логического элемента.

Мощность рассеяния — мощность, потребляемая логическим элементом от источника питания.

В табл. 13.8 приведены результаты ранжирования основных параметров различных логических элементов; при этом ранг 1 соответствует наилучшему значению параметра, а ранг 10 — наихудшему.

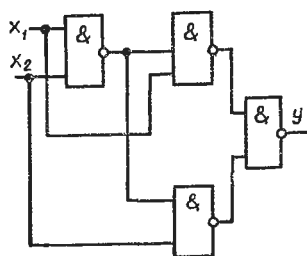
Таблица 13.8

Тип логического элемента	Быстродействие	Мощность рассеяния	Разветвление по выходу	Помехоустойчивость	Степень генерирования помех
РТЛ	5	6	5	10	2
ДТЛ	7	6	5	9	2
ТТЛ	3	6	5	5	9
p-МДПТЛ	10	2	2	3	2
n-МДПТЛ	8	2	2	4	2
КМДПТЛ	9	1	1	1	2
ТТЛШ	2	8	5	5	9
И ² Л	5	4	5	5	2
ЭСЛ	1	10	2	4	1

§ 13.4. Комбинационные схемы

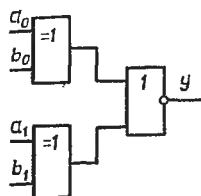
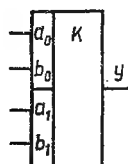
Комбинационная схема — схема, реализующая заданную логическую функцию с m входами и n выходами. Логическое состояние каждого выхода комбинационной схемы зависит от комбинации логических состояний ее входов. Комбинационные схемы собирают из отдельных ИМС логических элементов (малой степени интеграции) либо

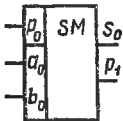
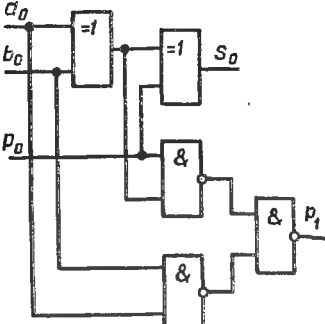
Таблица 13.9

Изображение комбинационной схемы	Логическая функция	Реализация схемы с помощью логических элементов
Исключительное ИЛИ (неравнозначность) 	$y = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2$	

Компаратор

$$y = (a_0 \oplus b_0)(a_1 \oplus b_1)$$



Изображение комбинационной схемы	Логическая функция	Реализация схемы с помощью логических элементов
Двоичный сумматор (одноразрядный) 	$p_1 = a_0 b_0 + (a_0 \oplus b_0) p_0;$ $S_0 = (a_0 \oplus b_0) \oplus p_0$	

изготавливают в виде ИМС среднего уровня интеграции (СИС); они могут входить в состав БИС и СБИС. В табл. 13.9 приведены некоторые основные разновидности комбинационных схем.

§ 13.5. Последовательностные схемы

Последовательностная схема (конечный автомат) — логическая схема, содержащая внутренние запоминающие элементы. Значения выходных сигналов такой схемы в каждый момент времени определяются не только значениями входных сигналов, но и состоянием внутренней памяти. Любая последовательностная схема может быть реализована (рис. 13.8) с помощью двух комбинационных схем KC_1 и KC_2 и запоминающего устройства ЗУ [в частном случае KC_1 и KC_2 (или та, или другая) могут отсутствовать].

Работу схемы описывают с помощью векторных логических функций

$$Y^k = F(X^k, Q^k); Q^k = \Phi(Q^{k-1}, X^{k-1}),$$

где $k-1$, k — номера предыдущего и текущего тактов (моментов времени). Эти функции могут быть представлены в виде таблицы переходов, т. е. таблицы информационных значений входных сигналов, внутренних состояний и выходных сигналов, или в виде графа переключений.

Триггеры. Триггер — простейший конечный автомат, имеющий один основной выход Q , совпадающий с его внутренним состоянием, и $m \geq 1$ управляющих входов. Триггер обычно имеет дополнительный

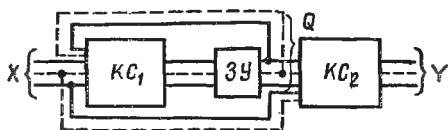
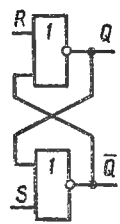
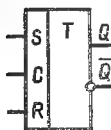
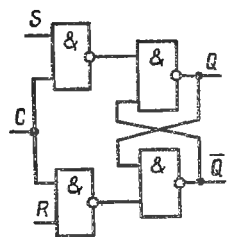
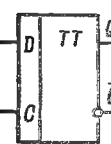
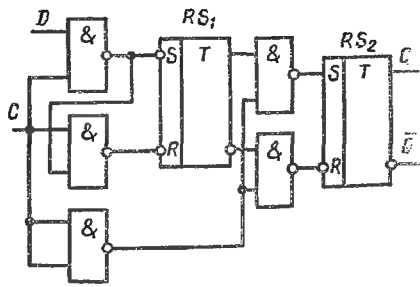
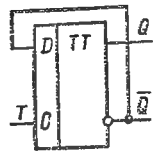
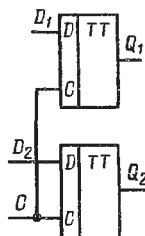
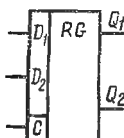


Рис. 13.8

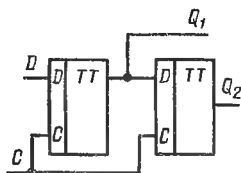
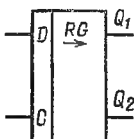
выход $P = \bar{Q}$. В табл. 13.10 представлены основные разновидности триггеров. Примеры последовательностных схем на основе триггеров приведены в табл. 13.11.

Таблица 13.10

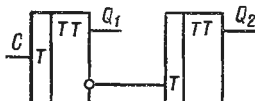
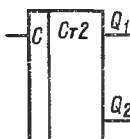
Условное изображение триггера	Логическое уравнение	Таблица переходов	Реализация триггера с помощью логических элементов																																				
RS-триггер 	$Q^k = S^k + \overline{R^k + Q^{k-1}}$	<table> <tr> <th>S^k</th> <th>R^k</th> <th>Q^k</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>x</td> </tr> </table>	S^k	R^k	Q^k	0	0	Q^{k-1}	0	1	0	1	0	1	1	1	x																						
S^k	R^k	Q^k																																					
0	0	Q^{k-1}																																					
0	1	0																																					
1	0	1																																					
1	1	x																																					
RSC-триггер (синхронный RS-триггер) 	$Q^k = C^k S^k + \overline{C^k} R^k Q^{k-1}$	<table> <tr> <th>C^k</th> <th>S^k</th> <th>R^k</th> <th>Q^k</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>x</td> </tr> </table>	C^k	S^k	R^k	Q^k	0	0	0	Q^{k-1}	0	0	1	Q^{k-1}	0	1	0	Q^{k-1}	0	1	1	Q^{k-1}	1	0	0	Q^{k-1}	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	x	
C^k	S^k	R^k	Q^k																																				
0	0	0	Q^{k-1}																																				
0	0	1	Q^{k-1}																																				
0	1	0	Q^{k-1}																																				
0	1	1	Q^{k-1}																																				
1	0	0	Q^{k-1}																																				
1	0	1	0																																				
1	1	0	1																																				
1	1	1	x																																				
D-триггер 	$Q^k = C^k D^{k-1} + \overline{C^k} Q^{k-1}$	<table> <tr> <th>D^{k-1}</th> <th>Q^{k-1}</th> <th>C^k</th> <th>Q^k</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table>	D^{k-1}	Q^{k-1}	C^k	Q^k	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	
D^{k-1}	Q^{k-1}	C^k	Q^k																																				
0	0	0	0																																				
0	1	0	1																																				
1	0	0	0																																				
1	1	0	1																																				
0	0	1	0																																				
0	1	1	0																																				
1	0	1	1																																				
1	1	1	1																																				
T-триггер 	$Q^k = Q^{k-1} \overline{T^k} + \overline{Q^{k-1}} T^k$	<table> <tr> <th>T^k</th> <th>Q^k</th> </tr> <tr> <td>0</td> <td>Q^{k-1}</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>$\overline{Q^{k-1}}$</td> </tr> </table>	T^k	Q^k	0	Q^{k-1}	1	$\overline{Q^{k-1}}$																															
T^k	Q^k																																						
0	Q^{k-1}																																						
1	$\overline{Q^{k-1}}$																																						

Условное изображение
последовательностной схемыРеализация схемы
с помощью триггеровПараллельный регистр (регистр
памяти)

Регистр сдвига



Двоичный счетчик



РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

ГЛАВА 14 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 14.1. Основные понятия и определения

Измерение — нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Значение физической величины — оценка физической величины в виде некоторого числа принятых для нее единиц.

Числовое значение физической величины — отвлеченное число, входящее в значение физической величины.

Действительное значение физической величины — это значение физической величины, найденное экспериментальным путем и настолько

приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

Прямое измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из эксперимента.

Косвенное измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергающимися прямым измерениям.

Метод измерений — совокупность приемов использования принципов и средств измерения.

Метод непосредственной оценки — измерение, при котором значение величины определяют непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора прямого действия.

Метод сравнения с мерой — метод измерения, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой.

Мера — средство измерения, предназначенное для воспроизведения и хранения физической величины заданного размера.

Средства измерения — технические средства, используемые при измерениях и имеющие нормированные метрологические свойства.

Измерительный прибор — средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателя.

Аналоговый прибор — измерительный прибор, показания которого являются непрерывной функцией измеряемой величины.

Цифровой прибор — измерительный прибор, автоматически вырабатывающий дискретные сигналы измерительной информации, показания которого представлены в цифровой форме.

Измерительный преобразователь — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, обработки, хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

§ 14.2. Характеристики и параметры средств измерения

Уравнение преобразования — однозначная функция, позволяющая найти значение выходной величины в зависимости от значения измеряемой величины:

$$Y = f(X) \text{ или } Y = f(X_1, X_2, \dots). \quad (14.1)$$

Уравнение преобразования определяется принципом устройства преобразователя или прибора и способом его включения. В стрелочных приборах непосредственной оценки выходной величиной является угол поворота стрелки. Уравнение преобразования полностью характеризует назначение преобразователя, его чувствительность и диапазон измерения, а также влияние внешних воздействий. Это уравнение может быть линейным и нелинейным.

Диапазон измерений устройства — пределы (минимальный и максимальный) измеряемой величины, преобразование которой производится с заданной точностью и может быть получено на данном средстве измерения в виде выходной информации.

Чувствительность — отношение приращения выходной величины к приращению входной: $S = dY/dX$. При линейном уравнении преобразования

$$S = \frac{Y}{X}. \quad (14.2)$$

Чем выше чувствительность преобразователя или прибора, тем меньшее значение величины может быть измерено.

Абсолютная погрешность меры — разность между номинальным значением меры (указанным в паспорте) и действительным значением:

$$\Delta X_m = |X_{\text{ном}} - X_d|. \quad (14.3)$$

Абсолютная погрешность измерительного прибора — разность между значением величины, показываемой прибором, и действительным значением:

$$\Delta X_{\text{п}} = |X_{\text{п}} - X_d|. \quad (14.4)$$

Абсолютная погрешность измерительного преобразователя — разность между входной величиной, вычисленной по выходной через номинальный коэффициент преобразования или уравнение преобразования, и действительным значением измеряемой величины:

$$\Delta X_{\text{вх}} = |f^{-1}(Y) - X_d|. \quad (14.5)$$

Относительная погрешность измерения — отношение абсолютной погрешности измерения к действительному значению измеряемой величины, выраженное в процентах:

$$\gamma_0 = \pm \frac{\Delta X}{X_{\text{п}}} \cdot 100. \quad (14.6)$$

Приведенная погрешность измерения — отношение абсолютной погрешности измерения к диапазону измерений устройства, выраженное в процентах:

$$\gamma_{0\text{п}} = \pm \frac{\Delta X}{X_{\text{max}} - X_{\text{min}}} \cdot 100. \quad (14.7)$$

Для приборов с $X_{\text{min}} = 0$

$$\gamma_{0\text{п}} = \pm \frac{\Delta X}{X_{\text{ном}}} \cdot 100. \quad (14.8)$$

Основная погрешность средств измерения — погрешность при номинальных условиях их применения (положение, температура, влажность, внешние магнитные и электрические поля и т. д.).

Дополнительная погрешность средств измерения — погрешность, вызванная отклонением условий применения от их номинальных значений.

Класс точности средств измерения по приведенной погрешности — максимально допустимая основная приведенная погрешность (в лю-

бом месте диапазона измерений), округленная до ближайшего большого значения ряда 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4 для приборов и 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0 для вспомогательных устройств. Класс точности выносят на шкалу прибора.

За класс точности приборов с неравномерной шкалой (омметры, логометры и т. п.) принимают приведенную погрешность угла поворота стрелки:

$$\gamma_{\alpha} = \pm \frac{\Delta\alpha}{\alpha_{\text{ном}}} \cdot 100 \% \quad (14.9)$$

В этом случае при вынесении класса точности на шкалу под классом точности ставится знак угла ($\angle$).

Класс точности по относительной погрешности — максимально допустимая относительная погрешность. При вынесении класса точности на шкалу класс точности заключают в кружок ($\odot$).

Относительная допустимая погрешность

$$\delta = \pm \left[c + d \left(\frac{X_k}{X_d} - 1 \right) \right] \cdot 100 \% \quad (14.10)$$

где c и d — постоянные величины; X_k — конечное значение диапазона измерений прибора; X_d — действительное значение измеряемой величины.

Обобщенное сопротивление — входное сопротивление прибора или преобразователя, отнесенное к единице измеряемой величины. Например, для вольтметров $[r_0] = \text{Ом/В}$, для амперметров $[r_0] = \text{Ом/А}$.

Прямое (определение тока, напряжения, мощности, $\cos \varphi$ и т. д.) или косвенное измерение параметров цепи по ее режиму связано с включением в цепь приборов или преобразователей. Включение средств измерения в цепь вызывает изменение ее режима. Приборы и преобразователи, входной величиной которых является напряжение, тем меньше изменяют режим, чем больше их обобщенное сопротивление, а приборы и преобразователи, входной величиной которых является ток, тем меньше искажают режим, чем меньше их обобщенное сопротивление.

Потребляемая мощность — мощность, потребляемая прибором или преобразователем при максимальном значении измеряемой величины. Чем меньше потребляемая мощность, тем меньше искажения вносит включение прибора или преобразователя в режим цепи, в которой производится измерение.

§ 14.3. Условные графические изображения приборов

При составлении принципиальных схем иногда необходимо указать на них измерительные приборы. В тех случаях, когда не уточняется способ их включения, пользуются общими обозначениями (табл. 14.1). При общем обозначении приборы различаются только по способу выдачи измерительной информации (показывающие, регистрирующие и интегрирующие). Внутри изображения прибора указы-

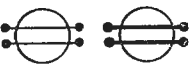
Таблица 14.1

Измерительный прибор	Условное обозначение	Измерительный прибор	Условное обозначение
Показывающий		Интегрирующий	
Регистрирующий			

вают единицу измеряемой величины, например: A, V, W, var, Ω , Hz и т. д.

В тех случаях, когда необходимо указать способ включения прибора, пользуются изображениями приборов с обмотками (табл. 14.2). В этом случае измеряемую величину указывают рядом с изображением прибора.

Таблица 14.2

Одно- и многообмоточные приборы	Условное обозначение
Прибор с одной токовой обмоткой, включаемой последовательно с измеряемым участком цепи	
Прибор с одной обмоткой напряжения, включаемой параллельно измеряемому участку цепи	
Прибор с двумя суммирующими или вычитающими обмотками	
Прибор с двумя умножающими обмотками	
Прибор двухэлементный с умножающими обмотками, суммирующий	
Прибор с двумя делящими обмотками	
Прибор трехобмоточный с двумя делящими обмотками	

§ 14.4. Условные обозначения, наносимые на шкалу измерительных приборов

Условные обозначения измеряемой величины (например, μA , $M\Omega$, W и т. д.) наносят на шкалу однопредельных приборов. В этом случае цифры, указанные на шкале прибора, определяют числовое значение физической величины.

Наименование прибора (миллиамперметр, мегомметр и т. д.) наносят на шкалу многопредельных приборов. В этом случае предел измерения указывают около зажима или переключателя диапазона измерений. Цифры на шкале прибора соответствуют числу делений. Цену деления определяют как отношение предельного числа делений к пределу измерений в данном диапазоне.

Другие обозначения, наносимые на шкалы приборов, характеризуют систему преобразователя (табл. 14.3), род измеряемого тока (табл. 14.4), класс точности, нормальное положение, напряжение испытания изоляции, защищенность от окружающей среды, а также от электрических и магнитных полей, год выпуска и заводской номер (табл. 14.5).

Обозначение зажимов приборов облегчает их правильное включение в электрическую цепь (табл. 14.6).

Таблица 14.3

Система прибора	Условное обозначение	Система прибора	Условное обозначение
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		Ферродинамический прибор	
Магнитоэлектрический логометр с подвижной рамкой		Ферродинамический логометр	
Электромагнитный прибор		Индукционный прибор	
Электромагнитный логометр		Электростатический прибор	
Электродинамический прибор		Вибрационный прибор	
Электродинамический логометр		Термопреобразователь (изолированный)	

Система прибора	Условное обозначение	Система прибора	Условное обозначение
Термопреобразователь (неизолированный)		Электронный преобразователь	
Выпрямительный (полупроводниковый) преобразователь			

Таблица 14.4

Измеряемый ток	Условное обозначение	Измеряемый ток	Условное обозначение
Постоянный		Трехфазный (общее обозначение)	
Переменный			
Постоянный и переменный		Трехфазный при неравномерной нагрузке фаз	

Таблица 14.5

Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение	Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение
Класс точности при нормировании погрешности в процентах от диапазона измерения	1,5	Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана на напряжение 2 кВ	
То же, при нормировании погрешности в процентах от длины шкалы		Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Горизонтальное положение шкалы		Прибор защищен от внешнего магнитного поля	
Вертикальное положение шкалы		Прибор защищен от внешнего электростатического поля	
Наклонное положение шкалы под определенным углом к горизонту			

Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение	Дополнительные знаки, наносимые на шкалу	Условное обозначение
Осторожно! Прочность изоляции цепи относительно корпуса не соответствует нормам (знак выполняется красным цветом)		Внимание! Смотри дополнительные указания в паспорте и инструкции по эксплуатации	

Таблица 14.6

Значки у зажимов приборов	Условное обозначение	Значки у зажимов приборов	Условное обозначение
Отрицательный зажим	—	Генераторный зажим (для измерителей мощности и фазометров)	
Положительный зажим	+	Зажим, соединенный с корпусом	
Общий зажим (для многопредельных приборов переменного тока и комбинированных приборов)		Зажим (винт, шпилька) для заземления	
Зажим переменного тока (для комбинированных приборов)			

ГЛАВА 15

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 15.1. Меры

Меры используют в измерительных устройствах, в которых измеряемая физическая величина сравнивается с мерой. Наиболее распространенными являются меры, воспроизводящие сопротивление, емкость, индуктивность, взаимную индуктивность и э.д.с. Меры могут быть однозначные, воспроизводящие только одно значение, многозначные непрерывные, воспроизводящие значения из определенного интервала, наборы мер (магазины мер), воспроизводящие определенное число дискретных значений мер.

Класс точности наиболее часто встречающихся мер, имеющих минимальную погрешность, приведен в табл. 15.1.

Таблица 15.1

Мера	Класс точности
Катушки сопротивления для цепей постоянного тока	0,01
Катушки сопротивления для цепей постоянного и переменного тока	0,05
Магазины сопротивления для цепей постоянного тока	0,01
Магазины сопротивления для цепей постоянного и переменного тока	0,05
Конденсаторы постоянной емкости (образцовые)	0,05
Конденсаторы переменной емкости	0,05
Магазины конденсаторов	0,2
Индуктивные катушки (образцовые)	0,1
Катушки взаимной индуктивности (образцовые)	0,1
Магазины индуктивных катушек	0,2
Магазины взаимной индуктивности	0,5
Нормальные элементы (воспроизведение э. д. с.)	0,005

§ 15.2. Электромеханические измерительные преобразователи

Электромеханические измерительные преобразователи (измерительные механизмы) используют в аналоговых приборах, которые одну или несколько непрерывных электрических величин преобразуют в механическое перемещение указателя по известной функции преобразования.

Измерительные механизмы (ИМ) делятся по принципу действия, который определяет их назначение и функцию преобразования.

В табл. 15.2 приведены схемы устройства некоторых преобразователей и краткое описание их принципа действия. В табл. 15.3 даны входные величины и уравнения преобразования основных измерительных механизмов, а в табл. 15.4 — их параметры.

Таблица 15.2

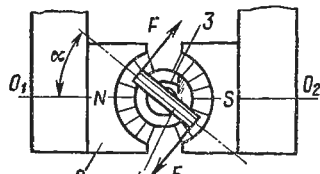
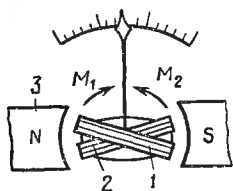
Схема преобразователя	Принцип действия
Магнитоэлектрическая система 	Взаимодействие магнитного поля постоянного магнита 2 и катушки с измеряемым током 1 создает механический момент, который измеряют с помощью пружинных крутильных весов 3

Схема
преобразователя

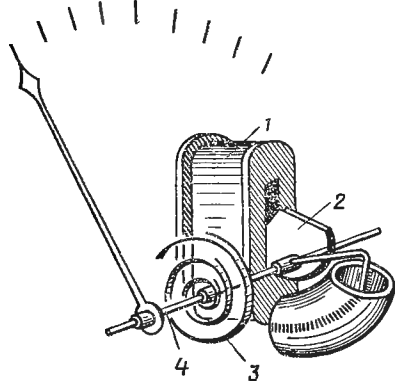
Принцип действия

Магнитоэлектрический логометр



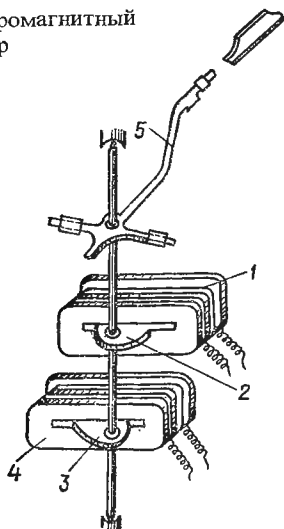
Катушки 1 и 2 взаимодействуют с неравномерным полем постоянного магнита 3. Возникающие в результате взаимодействия механические моменты двух катушек направлены встречно. Подвижная система катушек поворачивается до тех пор, пока не наступит равновесие. Таким образом, угол поворота стрелки, закрепленной на оси катушек, является функцией токов двух катушек

Электромагнитная система



По измерительной катушке 1 пропускают ток, который создает магнитное поле. На подвижной системе закреплен стальной сердечник 2. Взаимодействие стального сердечника и магнитного поля вызывает механический момент, который измеряют с помощью пружинных крутильных весов 3, 4

Электромагнитный
логометр

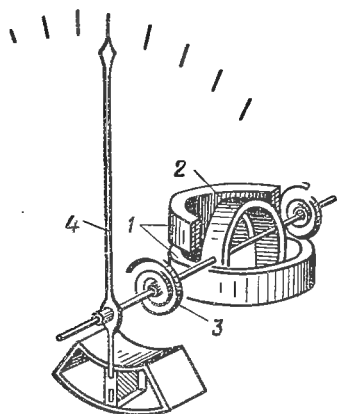


Измерительный механизм состоит из двух катушек 1, 4 и двух стальных сердечников 2, 3, закрепленных на одной оси с указателем 5. Механические моменты, возникающие в результате взаимодействия катушек со стальными сердечниками, направлены противоположно. Указатель поворачивается под действием разности моментов и останавливается в том положении, при котором моменты равны. Угол отклонения указателя зависит от соотношения токов катушки 1 и 4

Схема
преобразователя

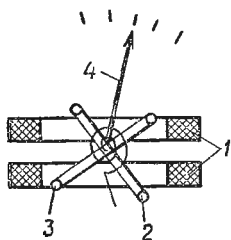
Принцип действия

Электродинамическая система



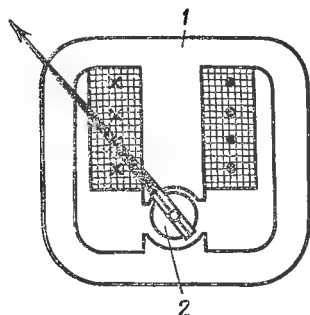
Механический момент в системе катушек 1 и 2 возникает в результате взаимодействия токов, протекающих в них. Катушка 1 закреплена неподвижно, катушка 2 — на оси вместе с указателем. Момент измеряют с помощью пружинных крутильных весов 3, 4. Момент, возникающий в системе, пропорционален произведению токов в катушках

Электродинамический логометр



Измерительная система состоит из трех катушек, одна из которых закреплена неподвижно 1, а две другие 2, 3 находятся на одной оси с указателем 4. Механические моменты, возникающие в результате взаимодействия подвижных катушек с неподвижной, направлены противоположно. Угол поворота подвижных катушек соответствует равенству моментов и является функцией отношения составляющих токов в подвижных катушках, совпадающих по фазе с током неподвижной катушки

Ферродинамическая система

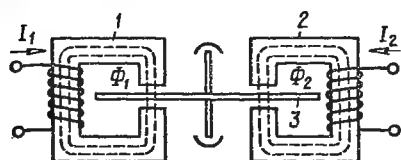


Принцип действия таких механизмов аналогичен принципу действия электродинамической системы. Введение стальных сердечников 1 и 2 в измерительный механизм увеличивает чувствительность преобразователя

Схема преобразователя

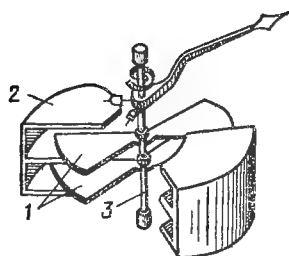
Принцип действия

Индукционная система



Система двух катушек 1, 2 создает бегущее магнитное поле, если по ним протекают переменные токи. Такое поле индуцирует вихревые токи в алюминиевом диске 3, закрепленном на оси. Взаимодействие индуцированного тока с бегущим магнитным полем вызывает механический момент

Электростатическая система



Преобразователь состоит из двух электродов, изолированных друг от друга. Электрод 1 находится на оси 3, электрод 2 закреплен неподвижно. Электроды образуют конденсатор. К электродам подводится напряжение, под действием которого они заряжаются. Сила взаимодействия возникает между одноименно заряженными электродами. Угол отклонения подвижной системы является функцией напряжения между электродами

Таблица 15.3

Система измерительного механизма	Род тока	Входные величины	Уравнение преобразования
Магнитоэлектрическая	—	I_1	$\alpha = \frac{1}{W} \frac{d\Psi_M}{d\alpha} I_1$
Магнитоэлектрические логометры	—	I_1, I_2	$\alpha = F_{M3}(I_1/I_2)$
Электромагнитная	$\approx$	I_1	$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} I_1^2$
Электромагнитные логометры	$\sim$	I_1, I_2	$\alpha = F_{3M}(I_1/I_2)$
Электродинамическая и ферродинамическая	$\approx$	I_1, I_2	$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2 \cos(\hat{I}_1, \hat{I}_2)$
Электродинамические и ферродинамические логометры	$\sim$	I_0, I_1, I_2	$\alpha = F_{3d} \left[\frac{I_1 \cos(\hat{I}_0, \hat{I}_1)}{I_2 \cos(\hat{I}_0, \hat{I}_2)} \right]$

Система измерительного механизма	Род тока	Входные величины	Уравнение преобразования
Индукционная	~	I_1, I_2	$\alpha = k \int_0^{T_a} I_1 I_2 \sin(\hat{i}_1, \hat{i}_2) dt$
Электростатическая	≈	U	$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha} U^2$

Примечание. α — угол поворота указателя; W — жесткость пружины; Ψ_M — потокоцепление катушки; L — индуктивность катушки; M_{12} — взаимная индуктивность катушек; C — емкость измерительной системы; k — коэффициент пропорциональности; F — нелинейная функция, определяемая конструкцией прибора.

Таблица 15.4

Система измерительного механизма	Максимальная чувствительность, рад/А (рад/В)	Минимальный предел входной величины, А(В)	Потребляемая мощность при полном отклонении указателя, Вт	Рабочий диапазон частот, Гц	Высший класс точности
Магнитоэлектрическая	$1,5 \cdot 10^7$	10^{-7}	10^{-9}	—	0,1
Электромагнитная	$1,5 \cdot 10^2$	10^{-2}	0,1	$40 - 8 \cdot 10^3$	0,2
Электродинамическая	$1,5 \cdot 10^2$	10^{-2}	0,1	$40 - 20 \cdot 10^3$	0,1
Ферродинамическая	$0,3 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^{-3}$	0,025	$10 - 1,5 \cdot 10^3$	0,5
Индукционная	—	—	0,8	50	0,5
Электростатическая	0,15	10	—	$20 - 30 \cdot 10^6$	0,05

§ 15.3. Электрические измерительные преобразователи

Электрические измерительные преобразователи предназначены для преобразования одной электрической величины в другую, более удобную для измерения. Устройства этого типа могут использоваться самостоятельно или являться частью прибора.

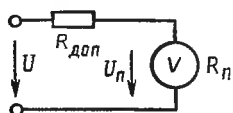
Назначение и область применения преобразователя определяются: 1) входной величиной; 2) выходной величиной; 3) уравнением преобразования; 4) диапазонами изменения входной и выходной величин, для которых погрешность преобразования не превышает допустимого значения.

В табл. 15.5 приведены схемы включения, входные и выходные величины, назначение и уравнения преобразования.

Схема включения преобразователя

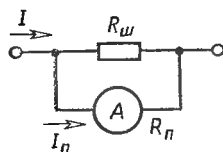
Назначение и уравнение преобразования

Добавочный резистор

Расширение пределов измерения прибора по напряжению ($X = U$, $Y = U_n$);

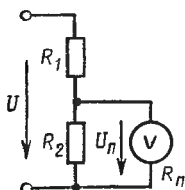
$$U_n = U \frac{R_n}{R_n + R_{доп}}$$

Шунт

Расширение пределов измерения приборов по току ($X = I$, $Y = I_n$);

$$I_n = I \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_n}$$

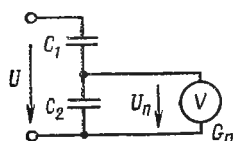
Резистивный делитель напряжения

Расширение пределов измерения приборов по напряжению ($X = U$; $Y = U_n$);

$$U_n = U \frac{R_2 R_n}{R_1 R_2 + R_1 R_n + R_2 R_n};$$

$$\text{при } R_n \gg R_2 \quad U_n = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Емкостный делитель напряжения

Расширение пределов измерения приборов по напряжению ($X = U$; $Y = U_n$);

$$U_n = U \frac{C_1}{\sqrt{(C_1 + C_2)^2 + (G_n/\omega)^2}};$$

$$\text{при } C_1 + C_2 \gg G_n/\omega \quad U_n = C_1/(C_1 + C_2)$$

Измерительный трансформатор напряжения

Расширение пределов измерения приборов по напряжению в цепях переменного тока ($X = U$; $Y = U_n$);

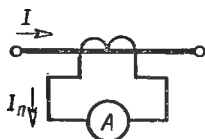
$$U_n = U \frac{w_{вн}}{w_{нн}},$$

где $w_{вн}$, $w_{нн}$ — число витков обмоток высшего и низшего напряжения

Схема включения преобразователя

Назначение и уравнения преобразования

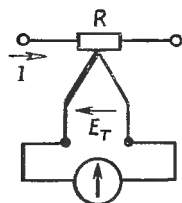
Измерительный трансформатор тока

Расширение пределов измерения приборов по току в цепях переменного тока ($X = I$; $Y = I_n$);

$$I_n = I \frac{w_n}{w_l},$$

где w_n , w_l — число витков измерительной и линейной обмоток

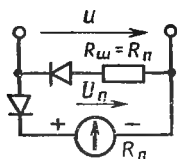
Термопреобразователь

Преобразователь тока высокой частоты в постоянную э. д. с. для измерения токов высокой частоты приборами постоянного тока ($X = I$; $Y = E_T$);

$$E_T = kI^2,$$

где k — коэффициент пропорциональности

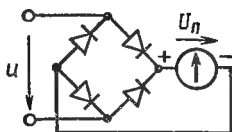
Измерительный выпрямитель однополупериодный

Преобразование переменного напряжения в постоянное ($X = u$, $Y = U_n$);

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u(t/T) dt,$$

где $u(t/T)$ — периодическое напряжение

Измерительный выпрямитель двухполупериодный

Преобразование переменного напряжения в постоянное ($X = u$, $Y = U_n$);

$$U_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u(t/T) dt$$

Измерительный усилитель

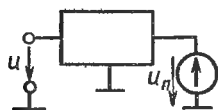
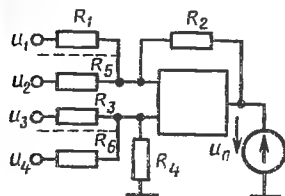
Различные преобразования входного напряжения и согласование сопротивлений ($X = u$, $Y = u_n$): 1) пропорциональное преобразование $u_n = \pm k u$; 2) интегрирование $u_n = -k \int u dt$; 3) дифференцирование $u_n = -k \frac{du}{dt}$, где k — коэффициент усиления

Схема включения преобразователя

Назначение и уравнения преобразования

Суммирующий усилитель

Алгебраическое суммирование и масштабирование ($X = u_1, u_2, u_3, u_4$; $Y = u_n$);

$$u_n = -u_1 \frac{R_2}{R_1} - u_2 \frac{R_2}{R_5} + k \left(u_3 + u_4 \frac{R_3}{R_6} \right),$$

$$\text{где } k = \frac{1 + R_2/R_1 + R_2/R_5}{1 + R_3/R_6 + R_3/R_4}$$

§ 15.4. Отсчетные и регистрирующие устройства

Отсчетные устройства служат для считывания числового значения измеряемой величины с прибора.

Отсчетные устройства аналоговых приборов состоят из шкалы и указателя. Указатель может быть стрелочный или световой. На рис. 15.1 показаны стрелочные указатели технического (а) и лабораторного (б) приборов. Шкала последнего снабжена зеркалом для устранения паралакса. На рис. 15.2 приведена схема гальванометра со световым указателем, который состоит из осветителя 1, позволяющего получить узкий световой луч (ход луча указан пунктиром), фокусируемый на шкале 2 после отражения от поворотного зеркала 3 гальванометра.

В отсчетных устройствах цифровых приборов значение измеряемой величины получают в виде комбинации цифр, обычно в десятичной системе (рис. 15.3). Набор цифр может быть считан со светового (рис. 15.3, а) или механического (рис. 15.3, б) табло. В приборах ручного уравнивания, например измерительных мостах, комбинация цифр считывается с лимбов или рукояток устройств уравнивания

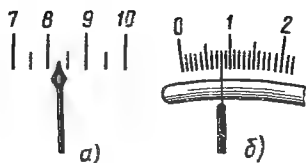


Рис. 15.1

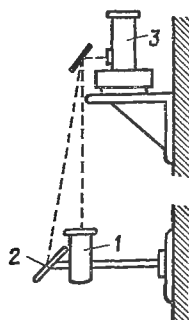


Рис. 15.2

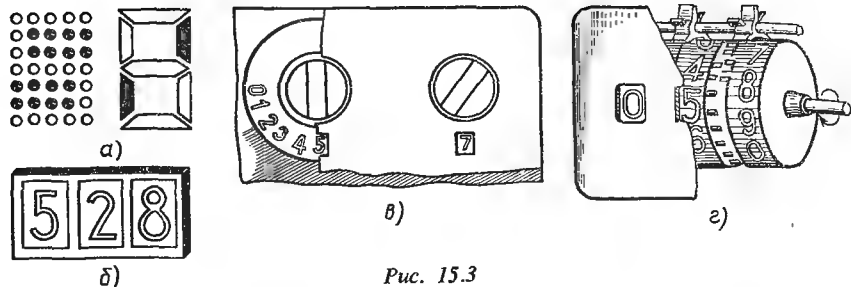


Рис. 15.3

(рис. 15.3, в), например магазинов резисторов. В счетчиках электрической энергии показания считываются с дисков счетного механизма (рис. 15.3, г).

ГЛАВА 16 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

§ 16.1. Измерение силы тока

Амперметры (А), миллиамперметры (mA), микроамперметры (μA) и гальванометры используют для прямого измерения тока. Гальванометры применяют также для индикации тока, т. е. как указатели наличия или отсутствия тока. Измерительные приборы могут быть одно- и многопредельными.

Приборы включают в цепь последовательно с ветвью, в которой производится измерение тока. Ток прибора равен току ветви.

Погрешность измерения вызвана увеличением сопротивления ветви, в которую включен прибор. При постоянном токе

$$\Delta i = \frac{I_A - I_d}{I_d} \cdot 100\% = - \frac{R_A}{R_i + R_A} \cdot 100\%, \quad (16.1)$$

где I_A , I_d — показание амперметра и действительное значение тока в цепи до включения прибора; R_A — сопротивление амперметра;

Таблица 16.1

Система прибора	Род тока и диапазон частот, Гц	Измеряемое значение тока	Высший класс точности	Падение напряжения на приборе при $I_{\max}$, В	Способ расширения пределов измерения
Магнито-электрическая	—	Среднее	0,1	0,01 — 0,1	Включение шунтов
Электромагнитная	$\approx$ 40 — $8 \cdot 10^3$	Действующее	0,2	0,4 — 1,5	Включение измерительного трансформатора тока

Система прибора	Род тока и диапазон частот, Гц	Измеряемое значение тока	Высший класс точности	Падение напряжения на приборе при $I_{\max}$, В	Способ расширения пределов измерения
Электродинамическая	$\approx$ $40 - 20 \cdot 10^3$	Действующее	0,1	0,7-2	
Ферродинамическая	$\approx$ $40 - 1,5 \cdot 10^3$	»	0,2	1-3	
Термоэлектрическая	$\sim$ До $100 \cdot 10^6$	»	0,5	0,4-1,5	Включение измерительного трансформатора тока
Выпрямительная (двухполупериодная)	$\sim$ До $100 \cdot 10^3$	$ i_{\text{ср}} \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ при синусоидальном токе действующее значение	1,5	1-3	

R_i — входное сопротивление цепи со стороны зажимов, к которым подключен прибор.

Параметры приборов различных систем приведены в табл. 16.1. В табл. 16.2 даны схемы включения амперметров.

Таблица 16.2

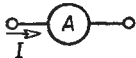
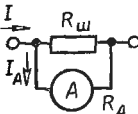
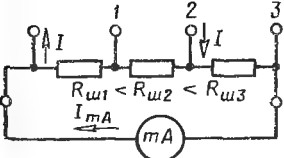
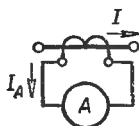
Схема включения амперметров	Результат измерений
Прямая 	$I = I_A$
С однопредельным шунтом 	$I = k_{\text{ш}} I_A; k_{\text{ш}} = \frac{1}{1 + R_A/R_{\text{ш}}}$
С многопредельным шунтом 	$I = k_{\text{ш}2} I_{mA}; k_{\text{ш}2} = \frac{1}{1 + \frac{R_{mA}}{R_{\text{ш}1} + R_{\text{ш}2} + R_{\text{ш}3}}}$

Схема включения амперметров	Результат измерений
С измерительным трансформатором тока	$I = k_{\text{ТТ}} I_A$; $k_{\text{ТТ}} = I_{\text{ЛНОМ}}/I_{\text{И.НОМ}} = w_{\text{В}}/w_{\text{Л}}$

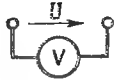
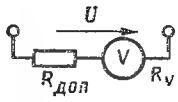
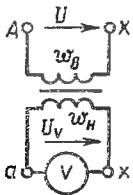
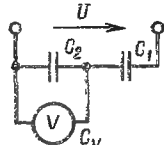


§ 16.2. Измерение напряжения

Вольтметры (V), киловольтметры (kV) и милливольтметры (mV) предназначены для прямого измерения напряжения. Такие приборы могут быть одно- и многопредельными.

Таблица 16.3

Система прибора	Род тока и диапазон частот, Гц	Измеряемое значение напряжения	Высший класс точности	Обобщенное сопротивление, Ом/В	Способ расширения пределов измерения
Магнито-электрическая	—	Среднее	0,1	До $20 \cdot 10^3$	Включение добавочного резистора
Электромагнитная	$\approx$ $40 - 5 \cdot 10^3$	Действующее	0,2	50—100	Включение добавочного резистора или измерительного трансформатора напряжения
Электродинамическая	$\approx$ $40 - 20 \cdot 10^3$	»	0,1	10—50	То же
Ферродинамическая	$\approx$ $40 - 1,5 \cdot 10^3$	»	0,2	100—500	»
Выпрямительная	$\sim$ До $100 \cdot 10^3$	$ u_{\text{ср}} \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ при синусоидальном напряжении действующее значение	1,5	До 1000	—
Электростатическая	$\sim$ До $100 \cdot 10^6$	Действующее	0,5	—	Включение емкостного делителя

Схема включения вольтметра	Результат измерений
Прямая 	$U = U_V$
С добавочным резистором 	$U = k_{\text{доп}} U_V; k_{\text{доп}} = R_{\text{доп}}/R_V + 1$
С измерительным трансформатором напряжения 	$U = k_{\text{тн}} U_V; k_{\text{тн}} = U_{\text{в ном}}/U_{\text{н ном}} = w_B/w_H$
С емкостным делителем (только для электростатических вольтметров) 	$U = k_d U_V; k_d = 1 + (C_2 + C_V)/C_1$ При $C_V \ll C_2$ $k_d \approx 1 + C_2/C_1$

Вольтметры включают в цепь параллельно ветви, в которой измеряется напряжение. Напряжение на вольтметре равно напряжению на ветви цепи.

Погрешность измерения вызвана уменьшением сопротивления ветви, к которой подключен вольтметр. При постоянном напряжении

$$\Delta u = \frac{U_V - U_d}{U_d} \cdot 100\% = - \frac{R_i}{R_i + R_V} \cdot 100\%, \quad (16.2)$$

где U_V , U_d — показание вольтметра и действительное значение напряжения до подключения вольтметра; R_V — сопротивление вольтметра; R_i — входное сопротивление цепи со стороны зажимов, к которым подключен вольтметр.

В табл. 16.3 приведены параметры вольтметров различных систем, а в табл. 16.4 — схемы их включения.

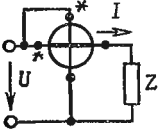
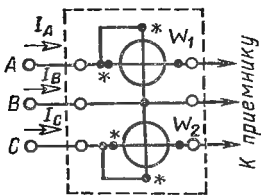
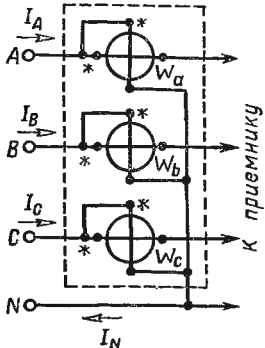
§ 16.3. Измерение мощности и энергии

Измерение активной мощности в цепях постоянного тока, однофазных и трехфазных цепях переменного тока производят с помощью ваттметров электродинамической или ферродинамической системы.

Измерение активной энергии в однофазных и трехфазных цепях переменного тока осуществляют счетчиками индукционной системы.

Расширение пределов измерения напряжения производят, включая добавочные резисторы и измерительные трансформаторы напряжения, а расширение пределов измерения тока — включая измерительные трансформаторы тока. Схемы включения приборов для измерения активной мощности и энергии приведены в табл. 16.5.

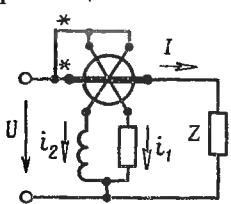
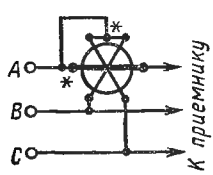
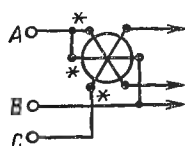
Таблица 16.5

Схема включения ваттметра	Результат измерения
Однофазная цепь 	$P_W = UI \cos(\hat{U}\hat{I})$
Трехфазная трехпроводная цепь 	$P = P_1 + P_2;$ $P_1 = U_{AB} I_A \cos(\hat{U}_{AB}\hat{I}_A);$ $P_2 = U_{CB} I_C \cos(\hat{U}_{CB}\hat{I}_C)$
Трехфазная четырехпроводная цепь 	$P = P_A + P_B + P_C;$ $P_A = U_A I_A \cos \varphi_A;$ $P_B = U_B I_B \cos \varphi_B;$ $P_C = U_C I_C \cos \varphi_C$

§ 16.4. Измерение коэффициента мощности и сдвига фаз

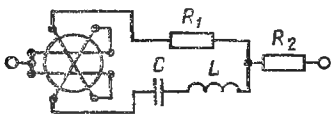
Измерение коэффициента мощности $\cos \varphi$ и сдвига фаз φ в цепях переменного тока производят с помощью фазометров. Фазометры, применяемые для измерения в однофазных и трехфазных цепях, являются логометрами электродинамической системы. Наряду с электродинамическими логометрами для измерения в трехфазных цепях используют электромагнитные логометры с тремя обмотками. Схемы включения логометров показаны в табл. 16.6.

Таблица 16.6

Схема включения логометра	Показания прибора
Однофазная цепь 	$f(\alpha) = \frac{\cos \varphi}{\cos(\beta - \varphi)}; \quad \beta = \angle(i_1, i_2)$
Трехфазная симметричная цепь 	$f(\alpha) = \cos \varphi$
Электромагнитный логометр 	$f(\alpha) = \cos \varphi$

§ 16.5. Измерение частоты переменного напряжения

Для измерения частоты переменного напряжения используют герцметры — частотомеры. Частотомеры могут быть вибрационной резонансной механической системы, а логометры — электромагнитные, электродинамические или ферродинамические. В табл. 16.7 приведены схемы включения герцметров.

Схема включения герцметров	Показания прибора
Вибрационные 	f
Электро- и ферродинамические 	$f(\alpha) = \frac{\sqrt{R_2^2 + \left(2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}\right)^2}}{R_1 + R_2}$

§ 16.6. Прямые методы измерения омического сопротивления

Для измерения сопротивления постоянному току используют омметры и мегомметры. Омметрами измеряют сопротивления от 0,1 Ом до 100 МОм при напряжении 1,5–150 В. Мегомметры применяют для измерения сопротивления изоляции проводов и обмоток электротехнических устройств при напряжении 500–3000 В.

Принцип действия омметра основан на сравнении измеряемого сопротивления с образцовым. Сравнение производят с помощью прибора магнитоэлектрической системы. На рис. 16.1 приведены схемы омметров с последовательным (рис. 16.1, а) и параллельным (рис. 16.1, б) включением образцового сопротивления.

При последовательной схеме угол поворота стрелки прибора

$$\alpha = k_{\text{ш}} S_I I_K \frac{R_N}{R_N + R_x}, \quad (16.3)$$

где $k_{\text{ш}}$ — коэффициент шунта; I_K — ток короткого замыкания, т. е. ток в цепи омметра при $R_x = 0$; R_N — сопротивление образцового резистора; R_x — измеряемое сопротивление; S_I — чувствительность прибора. Показания прибора являются однозначной функцией R_x , если $k_{\text{ш}} S_I I_K = \text{const}$. Контроль за постоянством значения $k_{\text{ш}} S_I I_K$ проводят следующим образом: зажимы омметра замыкают накоротко и с по-

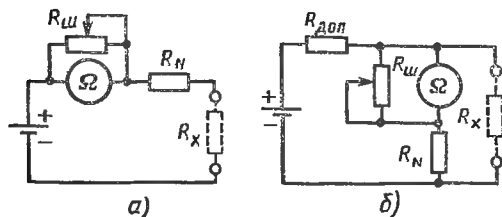


Рис. 16.1

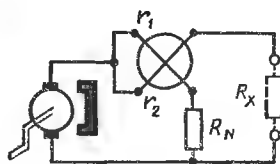


Рис. 16.2

мощью переменного шунта стрелку выставляют на отметку, соответствующую $R_x = 0$ (обычно она крайняя справа). Угол поворота стрелки при параллельной схеме включения омметра

$$\alpha = k^2_{ш} S_I I_x \frac{(R_{доп} + R_N) R_x}{R_{доп} (R_N + R_x) + R_N R_x}. \quad (16.4)$$

Показания прибора будут однозначной функцией сопротивления R_x , если $k^2_{ш} S_I I_x = \text{const}$. Контроль за постоянством этой величины проводят при $R_x = \infty$, т. е. при разомкнутых зажимах омметра, путем изменения сопротивления шунта; стрелку устанавливают на отметку « ∞ ». Параллельную схему включения омметра применяют для измерения сравнительно малых, а последовательную — больших сопротивлений.

В мегомметрах используют логометрический преобразователь магнитоэлектрической системы, а в качестве источника применяют генератор постоянного тока с ручным приводом. Схема прибора приведена на рис. 16.2. Угол поворота стрелки прибора

$$\alpha = f\left(\frac{r_1 + R_N}{r_2 + R_x}\right), \quad (16.5)$$

где r_1 , r_2 — сопротивления обмоток логометра; R_N — образцовое сопротивление, с которым сравнивают неизвестное R_x . Показания прибора не зависят от частоты вращения ручки генератора (рис. 16.2); от нее зависит напряжение испытания изоляции. Номинальную частоту вращения генератора указывают на приборе.

§ 16.7. Компарирующие методы измерений

Компарирующий метод измерения (метод сравнения) заключается в том, что измеряемую величину сравнивают тем или иным способом с однородной известной величиной, воспроизводимой мерой. Измерительные мосты используют для измерения методом сравнения параметров резисторов, конденсаторов и индуктивных катушек.

В измерительную диагональ ab (табл. 16.8) включен нуль-прибор, служащий для фиксации отсутствия тока (напряжения), а в диагональ cd — источник тока. Одно плечо моста — измеряемый объект R_x , остальные — меры.

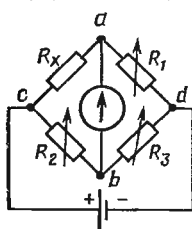
Процесс измерения сводится к уравниванию моста, т. е. к подбору таких значений мер (переменных), при которых ток (напряжение) в измерительной диагонали равен нулю. В уравновешенном мосте измеряемая величина является однозначной функцией мер: $Z_x = f(Z_1, Z_2, \dots)$. В табл. 16.8 приведены схемы уравновешенных мостов.

Компенсаторы напряжения служат для измерения напряжения методом сравнения. В компенсаторах постоянного тока сравнение измеряемого напряжения производят с напряжением нормального элемента (мерой, воспроизводящей э.д.с.). В компенсаторах переменного тока сравнение переменного напряжения осуществляют с напряжением источника, режим которого контролируется измерительным

Схема измерительного моста

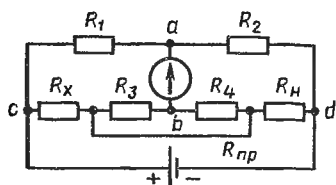
Уравнения для вычисления измеряемых параметров

Мост постоянного тока



$$R_X = \frac{R_1}{R_3} R_2$$

Двойной мост постоянного тока для измерения малых сопротивлений



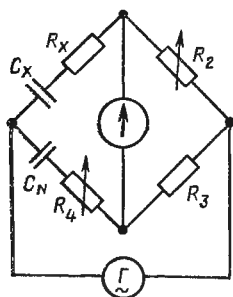
$$R_X = \frac{R_1}{R_2} R_H + \Delta R;$$

$$\Delta R = \frac{R_4 R_{нп}}{R_3 + R_4 + R_{нп}} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right).$$

При $R_{нп} = 0$ $\Delta R = 0$

Мосты для измерения параметров конденсаторов:

а) при малых углах потерь

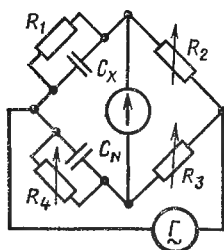


$$R_X = R_4 \frac{R_2}{R_3};$$

$$C_X = \frac{R_3}{R_2} C_N;$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_N R_4$$

б) при больших углах потерь



$$R_X = R_4 \frac{R_2}{R_3};$$

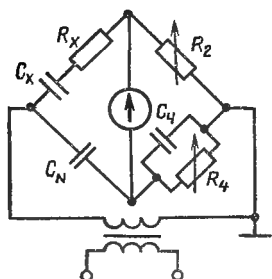
$$C_X = \frac{R_3}{R_2} C_N;$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = 1/(\omega C_N R_4)$$

Схема измерительного моста

Уравнения для вычисления измеряемых параметров

в) высоковольтный мост с раздельным уравниванием

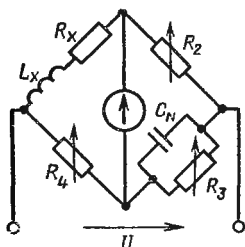


$$R_x \approx R_2 \frac{C_4}{C_N};$$

$$C_x \approx C_N \frac{R_4}{R_2};$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_4 R_4$$

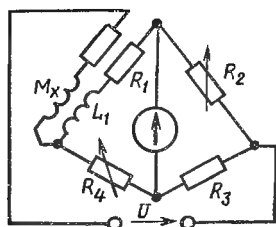
Мост для измерения параметров катушек



$$R_x \approx R_2 \frac{R_4}{R_3};$$

$$L_x \approx C_N R_2 R_4$$

Мост для измерения взаимной индуктивности



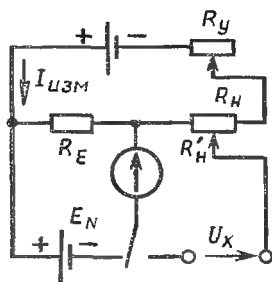
$$M_x = - \frac{L_1}{1 + R_2/R_3}$$

прибором. Измерение происходит в два этапа: 1) установление (контроль) тока измерительной цепи по гальванометру при постоянном токе и амперметру при переменном; регулирование тока производят с помощью резистора R_y ; 2) компенсация измеряемого напряжения при постоянном токе путем подбора положения движка потенциометра $R_{\text{в}}$ при котором ток гальванометра равен нулю; при

Схема конденсатора

Результат измерений

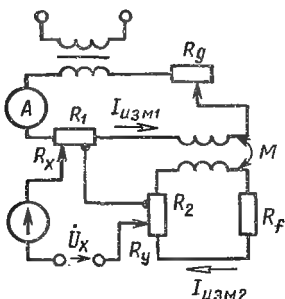
Компенсатор постоянного тока



$$U_X = E_N \frac{R'_H}{R_H}$$

$$\text{при } I_{\text{УЗМ}} R_E - E_N = 0$$

Двухкоординатный компенсатор переменного тока



$$\dot{U}_X = R_X \dot{I}_{\text{УЗМ1}} + jR_Y \dot{I}_{\text{УЗМ2}}$$

$$\text{при } (\hat{I}_{\text{УЗМ1}}, \hat{I}_{\text{УЗМ2}}) = \pi/2$$

переменном токе компенсацию напряжения осуществляют двумя потенциометрами R_1 и R_2 . Схемы компенсаторов постоянного и переменного тока приведены в табл. 16.9.

§ 16.8. Резонансный метод измерения параметров индуктивных катушек и конденсаторов

Приборы, служащие для измерения параметров индуктивных катушек и конденсаторов при повышенной и высокой частоте, называют измерителями добротности или Q -метрами. Этими приборами можно измерять кроме добротности емкость конденсатора и индуктивность катушек. Упрощенная схема Q -метра приведена на рис. 16.3, а. Прибор состоит из генератора синусоидального напряжения G_n . Частоту генератора можно изменять от десятков килогерц до сотен мегагерц. Напряжение генератора поддерживают строго на одном уровне. Кроме того, в приборе имеется измерительный конденсатор C_0 и высоко-

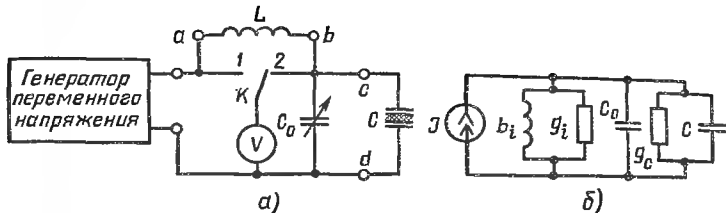


Рис. 16.3

частотный вольтметр V . К зажимам ab подключают измеряемую индуктивную либо образцовую катушку, прилагаемую к прибору, а к зажимам cd — измеряемый конденсатор. При измерении параметров катушки конденсатор не подключают.

На рис. 16.3, б приведена схема замещения измерителя добротности, в которой

$$J = \frac{U_1}{\omega L \sqrt{1 + 1/Q_L^2}}; \quad b_L = \frac{1}{\omega L (1 + 1/Q_L^2)}; \quad g_L = \frac{1}{\omega L Q_L (1 + 1/Q_L^2)}; \\ g_C = \omega C / Q_C; \quad Q_L = \omega L / R_L; \quad \omega = 2\pi f,$$

где J — ток эквивалентного источника тока; b_L , g_L — реактивная и активная проводимости катушки при параллельной схеме замещения; g_C — активная проводимость при параллельной схеме замещения конденсатора; Q_L , Q_C — добротность катушки и конденсатора соответственно. Проводимости и добротности соответствуют частоте f , на которой проводятся испытания.

Порядок измерения параметров катушки:

- 1) к зажимам ab подключают измеряемую катушку; зажимы cd разомкнуты;
- 2) задают частоту f , на которой предполагается проводить измерения;
- 3) устанавливают заданное напряжение генератора U_1 , измеряя его вольтметром (переключатель K в положении 1);
- 4) подключают вольтметр к конденсатору C_0 (переключатель K в положении 2);
- 5) изменяя емкость C_0 , подбирают такое ее значение, при котором напряжение U_2 на C_0 максимально;
- 6) по заданным значениям f , U_1 и измеренному U_2 вычисляют

$$Q_L = \sqrt{(U_2/U_1)^2 - 1}; \quad L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0 (1 + 1/Q_L^2)}.$$

Порядок измерения параметров конденсатора:

- 1) к зажимам ab подключают образцовую катушку из прилагаемых к прибору и производят измерения ее добротности и индуктивности (порядок измерения катушки см. ранее);
- 2) к зажимам cd подключают конденсатор;
- 3) не изменяя частоты и напряжения источника, измеряют параметры катушки при подключенном конденсаторе. В результате получают новые значения C'_0 и U'_2 ;

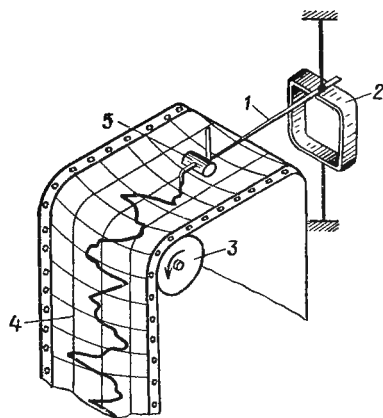


Рис. 16.4

величина — время». Диаграммная бумага может быть с прямолинейными и криволинейными координатными осями. С помощью самопишущих приборов регистрируют медленно изменяющиеся величины (с частотой до 10 Гц). На рис. 16.4 приведена схема прибора с записью измеряемой величины на диаграммной бумаге 4 пером 1, укрепленным на конце стрелки 1 измерительного механизма 2. Диаграммная бумага перемещается с помощью валика 3, приводимого в движение микродвигателем.

Для регистрации величины, изменяющейся с частотой до 10 кГц, используют светолучевые осциллографы с регистрацией на светочувствительной ленте и последующей фото- или термообработкой. В светолучевом осциллографе применяют зеркальные гальванометры (вибраторы) магнитоэлектрической и электродинамической систем.

Для наблюдения и регистрации быстроизменяющихся величин с частотой до 200 МГц используют электронно-лучевые осциллографы (рис. 16.5). Осциллограф состоит из электронно-лучевой трубки ЭЛТ,

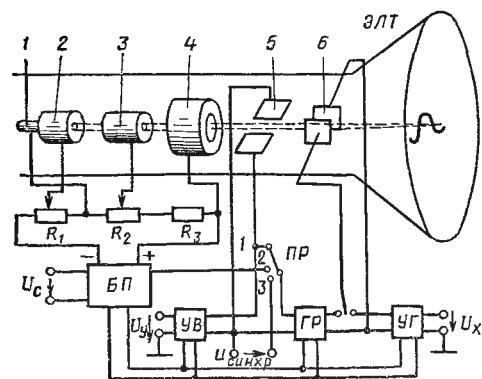


Рис. 16.5

4) по результатам измерения вычисляют $Q = \sqrt{(U'_2/U_1)^2 - 1}$;
 $Q_c = \frac{Q_L Q}{Q_L - Q} \left(1 - \frac{C_0}{C_0}\right)$; $C = C_0 - C_0$.

§ 16.9. Приборы для измерения и регистрации изменяющихся во времени величин

Для регистрации изменяющихся во времени величин, таких, как ток, напряжение, мощность и т. п., применяют самопишущие приборы с записью текущего значения на диаграммной бумаге в координатах «измеряемая

величина — время». блок питания БП, вертикального УВ и горизонтального УГ усилителей отклоняющих напряжений и генератора пилообразного напряжения развертки ГР. Изображение диаграммы получают на экране ЭЛТ, имеющей катод 1, модулятор 2, фокусирующий электрод 3, анод 4 и две пары отклоняющих пластин 5 и 6. Осциллограф имеет переключатель ПР синхронизации развертки. В

положении переключателя 1 происходит внутренняя синхронизация, в положении 2 — синхронизация от источника питания, в положении 3 — синхронизация от внешнего источника напряжения $U_{\text{синх}}$.

В табл. 16.10 приведены некоторые характеристики регистрирующих приборов.

Таблица 16.10

Вид регистрирующего прибора	Измеряемая величина	Способ регистрации	Рабочая частота, Гц	Скорость движения диаграммы или луча, мм/с
Самопишущие магнитоэлектрические	Напряжение, ток (постоянные)	Запись на диаграммной бумаге	—	0,005—2
Ферродинамические самопишущие	Напряжение, ток, мощность в цепях переменного тока	То же	—	0,005—2
Самопишущие быстродействующие магнитоэлектрической системы	Напряжение, ток (постоянные)	»	2,5—10	0,02—50
Осциллографы светолучевые с магнитоэлектрическими и электродинамическими вибраторами	Напряжение, ток, мощность (мгновенные)	Запись на светочувствительной (фото) ленте	До 10 000	0,5—10 000
Осциллографы электронно-лучевые	Напряжение (мгновенное)	Фотографирование с экрана	До $200 \cdot 10^6$	До $2 \cdot 10^{10}$

§ 16.10. Цифровые измерительные приборы

Цифровые измерительные приборы автоматически вырабатывают дискретные сигналы информации, представляемой в цифровой форме. Кроме того, приборы могут выдавать информацию в виде кода, который вводят в ЭВМ, печатающие или запоминающие устройства. Такие приборы можно разделить по принципу действия, виду измеряемой величины, а также по принципу повторения измерения.

По принципу действия приборы делят на:

1) приборы последовательного счета — приборы, в которых непрерывную измеряемую величину последовательно преобразуют в дискретную информацию, а затем отображают в цифровой форме;

2) приборы поразрядного уравнивания (кодоимпульсные) — приборы, в которых сравнение измеряемой величины с известной ведут по разрядам выбранного кода, после чего происходит считывание кода со всех разрядов с последующим преобразованием его и отображением в цифровой форме;

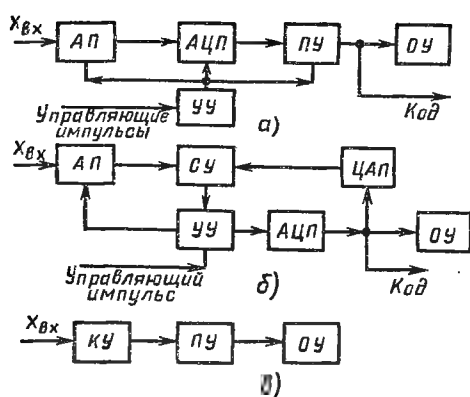


Рис. 16.6

3) приборы считывания — приборы прямого преобразования измеряемой величины в код.

В зависимости от измеряемой величины и ее значения приборы подразделяют на амперметры, вольтметры, частотомеры и т. п., а также приборы мгновенного, среднего и амплитудного значений.

По принципу повторения измерения приборы подразделяют на:

1) приборы циклического измерения, когда измерения повторяются непрерывно через заданный интервал времени;

2) приборы программированного повторения измерений, когда повторение измерений производят по заданной программе или по команде извне;

3) следящие приборы, когда повторение измерений осуществляют при отклонении измеряемой величины больше, чем на единицу младшего разряда от предыдущего значения.

Приведем основные параметры цифровых измерительных приборов.

Нормированная основная погрешность

$$\delta = \pm [a_0 + b_0(X_k/X - 1)] \cdot 100 \%,$$

где a_0 ; b_0 — постоянные величины, определяемые классом точности, который задается как дробь a_0/b_0 ; X_k — верхний предел диапазона измерений; X — значение измеряемой величины.

Диапазон измерений — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допустимые погрешности.

Порог чувствительности — наименьшее значение измеряемой величины, вызывающее изменение показаний прибора.

Разрешающая способность — цена одной единицы младшего разряда отсчетного устройства.

Быстродействие — число измерений, выполняемых прибором с нормированной погрешностью в единицу времени.

Входное сопротивление — сопротивление прибора со стороны входа. Если во время уравнивания сопротивление меняется, то параметром считают входной ток.

В табл. 16.11 приведены некоторые параметры цифровых измерительных приборов.

На рис. 16.6, а—в показаны структурные схемы цифровых приборов: а — последовательного преобразования; б — прямого преобразования; в — поразрядного уравнивания. В схемах приняты следующие обозначения: АП — аналоговый преобразователь электрической непрерывной величины в электрическую; АЦП — аналого-цифровой пре-

Параметр	Вольтметры		Частото- меры	Омметры
	постоянного тока	переменного тока		
Диапазон измерений	$10^{-7} - 10^{-3}$ В	$10^{-3} - 10^3$ В	$0 - 10^{10}$ Гц	$10^{-3} - 10^{10}$ Ом
Погрешность измерений (минимальная), %	$\pm 0,0005$	$\pm 0,5$	10^{-7}	$\pm 0,01$
Быстродействие, изм/с	500	1	—	1

образователь, преобразующий непрерывную величину в цифровой код; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь, преобразующий цифровой код в непрерывную величину; ПУ — пересчетное устройство, преобразующее один код в другой; ОУ — устройство отображения цифровой информации; УУ — устройство управления циклом измерения; СУ — устройство сравнения измеряемой величины с известной; КУ — кодирующее устройство, непосредственно преобразующее измеряемую величину в код.

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ГЛАВА 17 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 17.1. Устройство электрических машин постоянного тока

Магнитное поле машин постоянного тока неподвижно и создается основными полюсами 1 (рис. 17.1) с обмотками возбуждения 2. Полюсные наконечники 3 образуют требуемое распределение индукции в зазоре между полюсами 1 и якорем 4. Полюсы крепят к станине 5, через которую замыкается магнитный поток. Вращающаяся часть (якорь) состоит из сердечника, собранного из листов электротехнической стали с пазами для обмотки якоря и вентиля-

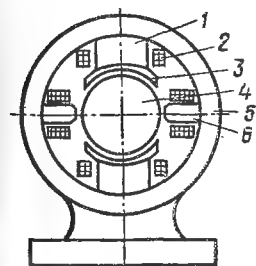


Рис. 17.1

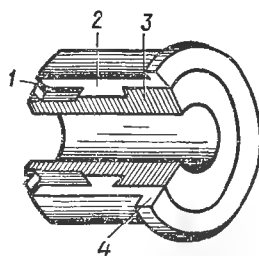


Рис. 17.2

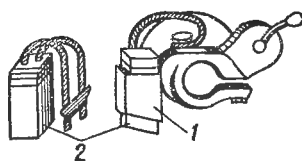


Рис. 17.3

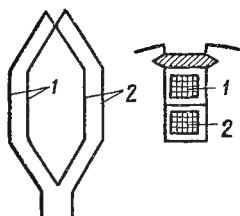


Рис. 17.4

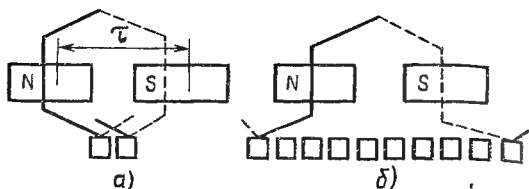


Рис. 17.5

ционными отверстиями, собственно обмотки и коллектора. Сердечник и коллектор закрепляют на валу. Обмотка состоит из секций, изготовленных на специальных шаблонах или станках. Коллектор набирают из медных пластин 1 (ламелей), имеющих выступы 2 в форме ласточкина хвоста (рис. 17.2). Пластины изолируют друг от друга и стягивают зажимными конусами 3. К выступающему концу ламели 4 присоединяют концы двух смежных секций обмотки якоря. Электрический контакт с коллектором осуществляют с помощью графитовых неподвижных щеток 2 (рис. 17.3), помещенных в обоймы щеткодержателей 1 и прижатых пружинами к поверхности коллектора. Вал вращается в подшипниках щитов, закрепленных на торцах станины. Между основными полюсами помещают добавочные полюсы б (рис. 17.1), с помощью которых достигается безыскровая работа щеток на коллекторе.

На рис. 17.1 изображена машина с одной парой полюсов. Промышленностью изготавливаются машины и с большим числом пар полюсов.

Стороны 1 и 2 секции обмотки якоря (рис. 17.4) укладывают в различные пазы сердечника так, что одна из них (1) лежит в верхнем слое, а другая (2) — на дне паза. Таким образом, обмотка становится двухслойной. Проводники секции размещают так, чтобы э.д.с. в них суммировались. Для этого стороны каждой секции располагают под полюсами различной полярности на расстоянии, примерно равном полюсному делению τ (длина дуги окружности якоря между осями соседних полюсов).

Различают параллельную (петлевую) и последовательную (волновую) обмотки. При петлевой обмотке (рис. 17.5, а) концы секции присоединяют к соседним парам пластин коллектора. Нижние стороны секций показаны пунктиром. Секции условно изображены одновитковыми. Число щеток и параллельных ветвей $2a$ простой петлевой обмотки равно числу полюсов $2p$: $2a = 2p$. На рис. 17.5, б показана развернутая схема простой волновой обмотки. Концы секции присоединяют к коллекторным пластинам, отстоящим друг от друга на таком расстоянии, чтобы после завершения одного оборота вокруг якоря второй оборот пришлось начать с секции, лежащей слева от первой. Число параллельных ветвей $2a = 2$. Хотя в обоих случаях обмотки получаются замкнутыми, суммарная э.д.с. равна нулю, так как под каждым полюсом находится одинаковое число проводников.

§ 17.2. Основные уравнения и схема замещения

При вращении проводников обмотки якоря в магнитном поле основных полюсов в них индуцируется э.д.с. в соответствии с законом электромагнитной индукции (см. приложение 2): $e_1 = Blv$, где l — длина проводника; v — линейная скорость проводника. Магнитный поток в зазоре под полюсом $\Phi = Bk$. Э.д.с., индуцируемая в одном проводнике, $e_1 = \frac{v}{\tau} \Phi$. При общем числе проводников N в одной из $2a$ параллельных ветвей последовательно соединено $N/(2a)$ проводника. При $v = \Omega D/2$; $\tau = (\pi D)/(2p)$ э.д.с. якоря

$$E_{\text{я}} = \frac{pN}{2\pi a} \Omega \Phi = k \Omega \Phi, \quad (17.1)$$

где Ω — частота вращения якоря; D — диаметр якоря; $k = pN/(2\pi a)$ — безразмерная величина, постоянная для данной машины. Ток в любом проводнике $I_1 = I_{\text{я}}/(2a)$, где $I_{\text{я}}$ — ток якоря.

Взаимодействие тока I_1 с магнитным полем основных полюсов

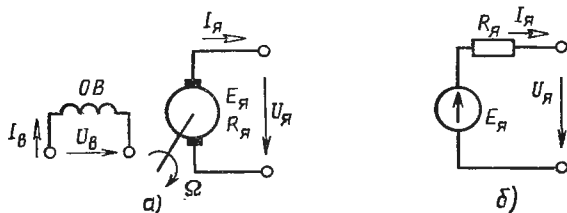


Рис. 17.6

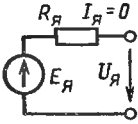
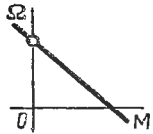
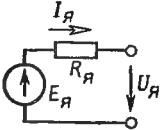
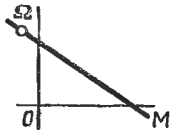
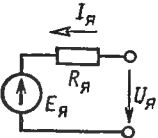
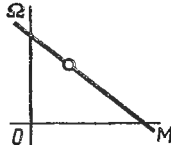
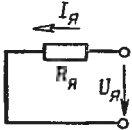
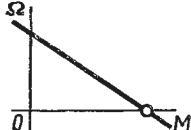
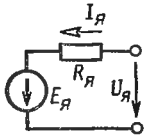
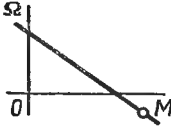
создает силу $f_1 = BI_1$, действующую на проводник. Электромагнитный момент, создаваемый всеми проводниками,

$$M = f_1 N \frac{D}{2} = \frac{pN}{2\pi a} I_{\text{я}} \Phi = k I_{\text{я}} \Phi. \quad (17.2)$$

На рис. 17.6, а изображена схема электрической машины постоянного тока. Рассматривая цепь якоря как активный двухполюсник, у которого $U_{\text{х}} = E_{\text{я}}$; $R_{\text{вх}} = R_{\text{я}}$, можно получить схему замещения (рис. 17.6, б).

Режим работы машины постоянного тока определяется соотношением между значениями напряжения, э.д.с. и тока якоря. В табл. 17.1 приведены основные режимы работы машины постоянного тока при $U_{\text{я}} = \text{const}$.

На схемах, приведенных в таблице, в отличие от рис. 17.6, б положительные направления $E_{\text{я}}$ и $I_{\text{я}}$ выбраны в соответствии с режимом работы машины.

Ток якоря	Э. д. с. якоря	Схема	Механическая характеристика	Режим работы
$I_{\text{я}} = 0$	$E_{\text{я}} = U_{\text{я}}$			Холостой ход ($M = 0$)
$I_{\text{я}} > 0$	$E_{\text{я}} > U_{\text{я}};$ $U_{\text{я}} = E_{\text{я}} - I_{\text{я}}R_{\text{я}}$			Генераторный ($M < 0$)
$I_{\text{я}} > 0$	$E_{\text{я}} < U_{\text{я}};$ $U_{\text{я}} = E_{\text{я}} + I_{\text{я}}R_{\text{я}}$			Двигательный ($M > 0$)
$I_{\text{я}} = U_{\text{я}}/R_{\text{я}}$	$E_{\text{я}} = 0$			Пуск двигателя ($\Omega = 0$)
$I_{\text{я}} = (U_{\text{я}} + E_{\text{я}})/R_{\text{я}}$	$E_{\text{я}} > 0$			Электромагнитное торможение ($\Omega < 0$)

§ 17.3. Генератор постоянного тока с независимым возбуждением

Основной признак классификации машин постоянного тока — способ создания магнитного потока основных полюсов, т. е. потока возбуждения. Вид возбуждения магнитного потока влияет на характеристики машин, в частности генераторов постоянного тока. При независимом возбуждении (см. рис. 17.6) обмотку возбуждения $ОВ$ подключают к вспомогательному источнику электрической энергии

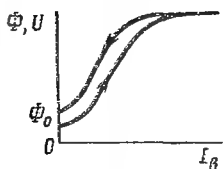


Рис. 17.7

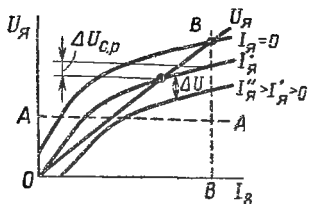


Рис. 17.8

(у машин малой мощности часто для возбуждения используют постоянный магнит), так что Φ остается постоянным и не зависит от тока нагрузки.

Характеристика холостого хода генератора представляет собой зависимость напряжения холостого хода от тока возбуждения; она определяется свойствами магнитной цепи машины. Так как э. д. с. якоря прямо пропорциональна произведению частоты вращения якоря и магнитного потока, то при $\Omega = \text{const}$ зависимости $E_{\text{я}}(I_{\text{в}})$ и $\Phi(I_{\text{в}})$ совпадают с точностью до масштабного множителя (рис. 17.7). Кривая $U_{\text{х}}(I_{\text{в}}) = E_{\text{я}}(I_{\text{в}})$ имеет загиб, обусловленный насыщением стали магнитопровода при больших токах возбуждения. Она имеет две ветви: восходящую, полученную при монотонном возрастании $I_{\text{в}}$ от 0 до $(1,2 \div 1,3) I_{\text{в ном}}$, и нисходящую, соответствующую уменьшению $I_{\text{в}}$ до нуля. Несовпадение этих ветвей обусловлено явлением гистерезиса при намагничивании стали магнитопровода. Наличие начального потока Φ_0 и э. д. с. $E_{\text{я}}$, отличных от нуля, при $I_{\text{в}} = 0$ связано с остаточной намагниченностью магнитопровода.

Нагрузочные характеристики генератора (рис. 17.8) представляют собой зависимости напряжения на якоре $U_{\text{я}}$ от тока возбуждения $I_{\text{в}}$ при различных значениях тока нагрузки (тока якоря $I_{\text{я}}$). Кривая $U_{\text{я}}(I_{\text{в}})$ при $I_{\text{я}} = 0$ соответствует характеристике холостого хода (берется среднее значение восходящей и нисходящей ветвей). При возрастании тока якоря $I_{\text{я}}$ напряжение $U_{\text{я}}$ уменьшается за счет падения напряжения на сопротивлении якоря $R_{\text{я}}$, а также из-за снижения $E_{\text{я}}$, обусловленного уменьшением магнитного потока основных полюсов, вызванного реакцией якоря:

$$\Delta U = I_{\text{я}} R_{\text{я}} + \Delta U_{\text{р.я}} \quad (17.3)$$

Реакцией якоря называют воздействие магнитного поля, образованного током якоря, на магнитное поле в зазоре. При установке щеток на геометрической нейтрали NN магнитное поле якоря перпендикулярно полю основных полюсов (рис. 17.9). При этом одна сторона полюса размагничивается ($\Delta\Phi_{-}$), а другая — намагничивается ($\Delta\Phi_{+}$). В насыщенной машине вследствие нелинейности кривой намагничивания (рис. 17.10) $\Delta\Phi_{+} < \Delta\Phi_{-}$; следовательно, в среднем магнитный поток уменьшается. С помощью компенсационной обмотки влияние реакции якоря уменьшается до пренебрежимо малого значения.

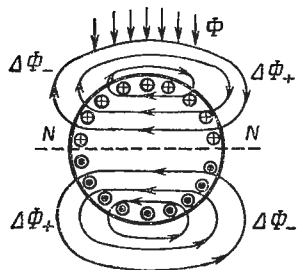


Рис. 17.9

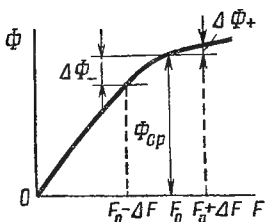


Рис. 17.10

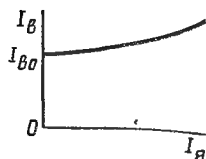


Рис. 17.11

Внешняя характеристика генератора представляет собой зависимость $U_{\alpha}(I_{\alpha})$ при $I_{\beta} = \text{const}$; $\Omega = \text{const}$. Такая характеристика может быть построена по точкам пересечения нагрузочных характеристик с линией BB (см. рис. 17.8).

На рис. 17.11 приведена регулировочная характеристика генератора $I_{\beta}(I_{\alpha})$ при $U_{\alpha} = \text{const}$; $\Omega = \text{const}$. Эта характеристика определяет закон изменения тока возбуждения I_{β} в зависимости от тока якоря I_{α} , обеспечивающий постоянство напряжения на нагрузке. Регулировочную характеристику строят по точкам пересечения нагрузочных характеристик с линией AA (см. рис. 17.8).

§ 17.4. Генератор постоянного тока с параллельным и смешанным возбуждением

При параллельном возбуждении обмотку возбуждения с регулировочным реостатом R_p включают параллельно якорю:

$$I_{\beta} = U_{\alpha} / (R_{\beta} + R_p); \quad I_{\alpha} = I_{\beta} + I_n. \quad (17.4)$$

Процесс самовозбуждения генератора можно объяснить наличием положительной обратной связи по напряжению: возрастание U_{α} вызывает рост I_{β} и Φ , что увеличивает E_{α} и, следовательно, U_{α} .

Взаимосвязь основных параметров генератора параллельного возбуждения показана в виде графа на рис. 17.12, а. На рис. 17.12, б, в построены кривые $U_{\alpha}(U_{\beta})$ и прямая $U_{\alpha} = U_{\beta}$. Рис. 17.13, б соответствует жесткому возбуждению, когда возможны три устойчивых режима — точки a , O , a' и два неустойчивых — точки b и b' . При включении генератор не возбуждается до тех пор, пока от внешнего источника не будет подведено напряжение, превышающее U_{β} . После этого начинается самовозбуждение генератора, приводящее к устойчивому режиму (точка a). При наличии остаточного намагничивания (рис. 17.12, в) происходит мягкое возбуждение, что приводит к устойчивому режиму работы с напряжением того же знака, что и напряжение $U_{\alpha 0}$.

В табл. 17.2 приведены основные схемы возбуждения генераторов и соответствующие им внешние характеристики.

Внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением

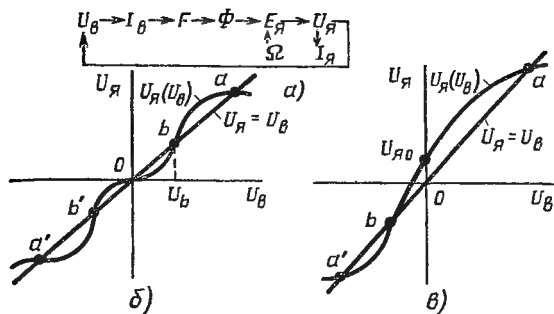


Рис. 17.12

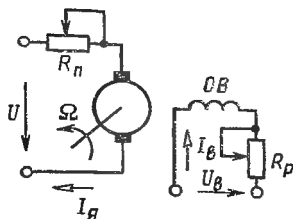


Рис. 17.13

может быть построена по точкам пересечения семейств нагрузочных характеристик (см. рис. 17.8) с прямой $U_{\text{я}} = I_{\text{я}}(R_{\text{в}} + R_{\text{р}})$. Эта характеристика (табл. 17.2) падает круче, чем у генератора с независимым возбуждением, потому что помимо составляющих $R_{\text{я}}I_{\text{я}}$ и $\Delta U_{\text{рЯ}}$ уменьшение напряжения якоря вызывает саморазмагничивание генератора $\Delta U_{\text{с.р.}}$. При критическом токе якоря $I_{\text{я.кр}}$ генератор полностью размагничивается до $U_{\text{я}} = 0$.

Таблица 17.2

Вид возбуждения	Схема возбуждения	Внешняя характеристика
Независимое		
Параллельное		
Последовательное		

Вид возбуждения	Схема возбуждения	Внешняя характеристика
Смешанное согласное		
Смешанное встречное		

Генератор со смешанным возбуждением имеет две обмотки возбуждения: параллельную (шунтовую) $ОВ_{ш}$ и последовательную (серийную) $ОВ_{п}$. Последовательная обмотка может быть включена согласно или встречно с параллельной обмоткой. При согласном включении м.д.с. обеих обмоток складываются и, следовательно, последовательная обмотка подмагничивает генератор по мере увеличения тока нагрузки, чем компенсируются реакция якоря и увеличение падения напряжения на $R_{я}$. Кривая 2 соответствует большему числу витков обмотки $ОВ_{п}$. При встречном включении последовательная обмотка размагничивает генератор и его внешняя характеристика становится круто падающей. Такие генераторы используют для питания электрической дуги в сварочных установках, печах, прожекторах.

§ 17.5. Двигатели постоянного тока с параллельным и смешанным возбуждением

Одна и та же электрическая машина постоянного тока может работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. В паспорте машины указывают, в каком режиме она должна работать, так как это влияет на условия коммутации (работа щеток) и компенсации реакции якоря.

В двигателе осуществляется преобразование электрической энергии, поступающей из сети, в механическую, которая передается нагрузке (рабочему механизму) с вала якоря.

В табл. 17.3 приведены схемы возбуждения двигателей постоянного тока и соответствующие им механические характеристики.

Независимое возбуждение двигателя (табл. 17.3) используется в тех случаях, когда напряжение на зажимах якоря изменяется в процессе работы или напряжение возбуждения отличается от напряжения якоря.

Двигатели с параллельным возбуждением получили наибольшее распространение. В этих двигателях питание обмотки возбуждения производят от того же источника энергии, что и якоря. Ток двигателя

$$I = I_a + I_b = I_a + U/(R_b + R_p). \quad (17.5)$$

Двигатели с последовательным возбуждением, обладая полезными

Таблица 17.3

Вид возбуждения	Схема возбуждения	Механическая характеристика
Независимое		
Параллельное		
Последовательное		
Смешанное		

для практики свойствами (большой пусковой момент, мягкая механическая характеристика), нашли широкое применение. У таких двигателей $I = I_a = I_{я}$, а магнитный поток пропорционален току якоря:

$$\Phi = k_{\Phi} I_{я} \quad (17.6)$$

Следовательно, электромагнитный момент пропорционален квадрату тока якоря:

$$M = k\Phi I_{я} = k k_{\Phi} I_{я}^2 = k_M I_{я}^2 \quad (17.7)$$

где $k_M = k k_{\Phi}$.

У двигателей смешанного возбуждения последовательная обмотка $ОВ_n$ имеет небольшое число витков и может быть включена встречно или согласно с обмоткой параллельного возбуждения.

Пуск двигателя постоянного тока. Двигатели небольшой мощности (до 1–2 кВт) запускают путем непосредственного включения в сеть. Для ограничения пускового тока двигателей большой мощности в цепь якоря включают специальный пусковой реостат R_n (рис. 17.13), который по мере разгона двигателя и появления э.д.с. постепенно выводится. Пусковой ток

$$I_n = U / (R_{я} + R_n). \quad (17.8)$$

Сопротивление R_n выбирают так, чтобы $I_n / I_{ном} = 1,5 \div 2$. По мере разгона двигателя в обмотке якоря появляется э.д.с. и ток уменьшается:

$$I_{я} = (U - E_{я}) / (R_{я} + R_n). \quad (17.9)$$

Пусковой реостат не предназначен для длительной работы в цепи якоря. После окончания пуска его необходимо полностью вывести. Регулировочный реостат R_p при пуске должен обеспечивать максимальный ток возбуждения.

На рис. 17.14,а показана схема пуска двигателя параллельного возбуждения со ступенчатым пусковым реостатом. Изменение частоты вращения Ω и тока якоря $I_{я}$ иллюстрирует рис. 17.14,б. Цифры 1–3 соответствуют положениям переключателя на рис. 17.14,а. При отключении двигателя движок ставится в положение «0». При этом цепь обмотки возбуждения остается замкнутой на якорь и пусковой реостат, который поглощает энергию $W = 0,5 L_{я} I_{я}^2$, запасенную в обмотке возбуждения.

Рабочие характеристики двигателя определяют зависимость числа оборотов n (частоты вращения $\Omega = \pi n / 30$), электромагнитного момента M , тока якоря $I_{я}$ и к.п.д. η от полезной мощности на валу P_2 . На рис. 17.15,а,б приведены рабочие характеристики двигателей с параллельным и последовательным возбуждением. Иногда рабочие характеристики строят как зависимости n , $I_{я}$, η и P_2 от полезного момента $M_n = M - M_0$ на валу (M_0 — момент потерь холостого хода) или зависимости n , M , η и P_2 от тока I .

Полезный момент

$$M_n = P_2 / \Omega = 30 P_2 / (\pi n). \quad (17.10)$$

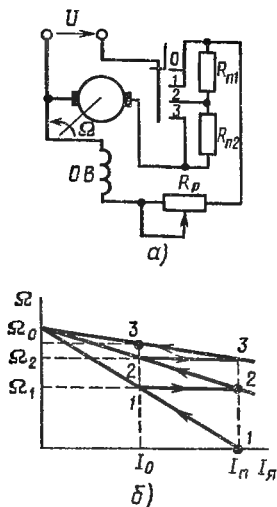


Рис. 17.14

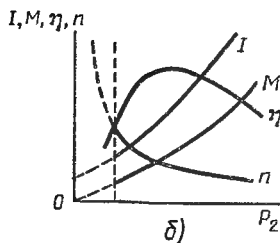
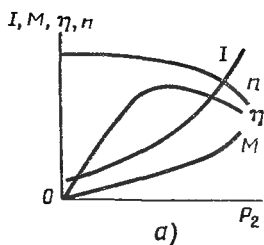


Рис. 17.15

Ток якоря

$$I_a = M/(k\Phi) = (M_n + M_o)/(k\Phi). \quad (17.11)$$

К. п. д.

$$\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + \sum P_i), \quad (17.12)$$

где P_1 — потребляемая мощность; $\sum P_i$ — суммарная мощность потерь в двигателе.

Механическая характеристика двигателя (см. табл. 17.3) представляет собой зависимость частоты вращения Ω от момента на валу M при $U = \text{const}$; $R_p = \text{const}$.

Для двигателя с параллельным возбуждением

$$\Omega = U_a/(k\Phi) - R_a M/(k\Phi)^2. \quad (17.13)$$

Механическая характеристика такого двигателя представляет собой прямую линию. Для двигателя с последовательным возбуждением, учитывая (17.6), получим

$$\Omega = \frac{U_a}{k \sqrt{\frac{k_\Phi}{k} (M_n + M_o)}} - \frac{R_a}{kk_\Phi}. \quad (17.14)$$

Механическая характеристика представляет собой квадратичную гиперболу с асимптотой $\Omega = -R_a/(kk_\Phi)$.

Регулирование частоты вращения двигателя постоянного тока. Согласно (17.13) и (17.14), можно регулировать частоту двигателя, изменяя напряжение U_a (со стороны якоря), поток Φ (со стороны возбуждения) и сопротивление R_a .

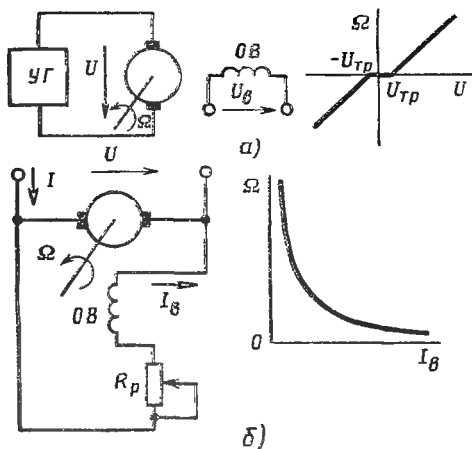


Рис. 17.16

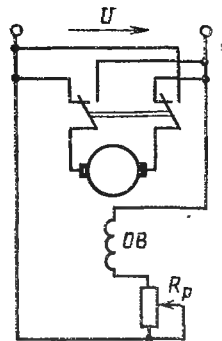


Рис. 17.17

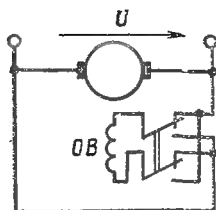


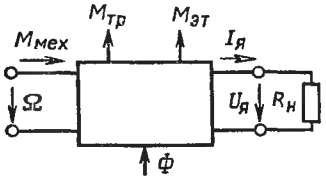
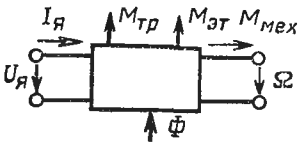
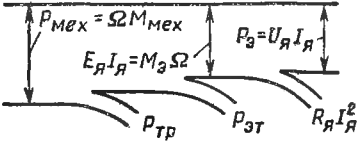
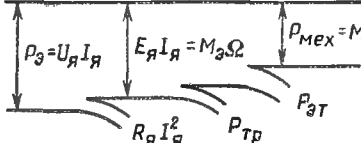
Рис. 17.18

Изменяя напряжение U_y (рис. 17.16, а), получают линейные регулировочные характеристики с небольшой зоной нечувствительности, обусловленной сухим трением ($\pm U_{тр}$). Однако этот способ требует наличия управляемого генератора (УГ) или усилителя большой мощности.

Изменение потока возбуждения (рис. 17.16, б) экономичнее. Из-за резко убывающей характеристики регулирования возникают большие трудности в некоторых практических случаях: двигатель нельзя плавно остановить, уменьшение тока возбуждения ниже определенного предела приводит к неустойчивой работе и возможности разгона двигателя.

Реверсирование двигателей постоянного тока. Реверсированием называют процесс изменения направления вращения ротора двигателя. Это достигается изменением направления тока в якоре при неизменной полярности магнитного потока или изменением направления тока возбуждения при постоянном направлении тока в якоре. В большинстве случаев реверсирование осуществляют путем изменения направления тока в якоре (рис. 17.17) и только у машин малой мощности — путем изменения направления тока возбуждения (рис. 17.18). Двигатели малой мощности иногда снабжают двумя обмотками возбуждения, которые работают раздельно и обеспечивают правое или левое направление вращения.

Торможение двигателей постоянного тока. Рекуперативное (с возвратом энергии в сеть) торможение осуществляют путем перевода двигателя в генераторный режим, например увеличивая ток возбуждения. Динамическое торможение обеспечивается при замыкании якоря на резистор R_d . Торможение противовключением имеет место, например, при реверсировании на ходу. Для этого переключают зажимы якоря и э. д. с. оказывается направленной согласно с напряжением (см. табл. 17.1). Для ограничения тока якоря включают резистор противовключения.

Уравнения, характеристики	Генераторный режим	Двигательный режим
Преобразование энергии	Механическая энергия преобразуется в электрическую	Электрическая энергия преобразуется в механическую
Структурная схема		
Уравнение цепи якоря	$E_{\text{я}} = k\Omega\Phi = U_{\text{я}} + I_{\text{я}}R_{\text{я}}$	$E_{\text{я}} = k\Omega\Phi = U_{\text{я}} - I_{\text{я}}R_{\text{я}}$
Электромеханические уравнения	$U_{\text{я}} = k\Omega\Phi - R_{\text{я}} \frac{M_{\text{э}}}{k\Phi};$ $M_{\text{мех}} = M_{\text{э}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{эТ}}$	$U_{\text{я}} = k\Omega\Phi + R_{\text{я}} \frac{M_{\text{э}}}{k\Phi};$ $M_{\text{мех}} = M_{\text{э}} - M_{\text{тр}} - M_{\text{эТ}}$
Баланс мощностей		
Механическая характеристика	$\Omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} + \frac{R_{\text{я}}}{(k\Phi)^2} M_{\text{э}}$	$\Omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}}}{(k\Phi)^2} M_{\text{э}}$
Примечание. $M_{\text{э}} = kI_{\text{я}}\Phi$; $P_{\text{тр}} = \Omega M_{\text{тр}}$; $P_{\text{эТ}} = \Omega M_{\text{эТ}}$; $E_{\text{я}}I_{\text{я}} = M_{\text{э}}\Omega$.		

§ 17.6. Машина постоянного тока как электромеханический преобразователь

Машина постоянного тока является электромеханическим преобразователем, характеризующимся механическими (моментом M и частотой вращения Ω) и электрическими (напряжением $U_{\text{я}}$ и током $I_{\text{я}}$ якоря) величинами. Кроме того, для работы машины необходим магнитный поток возбуждения Φ . При вращении возникают момент трения $M_{\text{тр}}$ и момент электромагнитного торможения $M_{\text{эт}}$, связанный с возникновением вихревых токов в сердечнике ротора. Режим работы (генераторный или двигательный) зависит от направления преобразования энергии. В табл. 17.4 даны основные показатели преобразователей.

ГЛАВА 18

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 18.1. Классификация

Классификацию машин переменного тока иллюстрирует рис. 18.1. У синхронных машин частота вращения ротора определяется частотой переменного тока. У асинхронных возможно непрерывное изменение

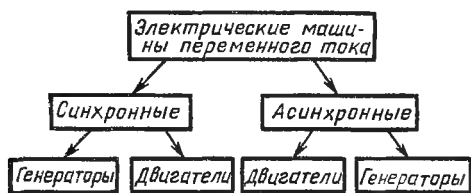


Рис. 18.1

частоты вращения в некоторых пределах при постоянной частоте переменного тока. Генераторы преобразуют механическую энергию в электрическую. Двигатели, наоборот, преобразуют электрическую энергию в механическую.

§ 18.2. Вращающееся магнитное поле

Магнитное поле ротора. Вращение постоянного магнита с частотой Ω создает в пространстве магнитное поле, вращающееся с такой же частотой. Такая же картина имеет место в электрических машинах переменного тока, если ротор представляет собой постоянный магнит или электромагнит. У явнополюсного ротора (рис. 18.2, а; 18.3, а) сердечник из ферромагнитного материала имеет ярко выраженные выступы — полюсы, на которых размещены катушки. Неявнополюсный ротор (рис. 18.2, б; 18.3, б) выполнен в виде цилиндра, на котором размещена распределенная по пазам обмотка возбуждения. Важным параметром ротора является число пар полюсов p . У многополюсных роторов ($p > 1$) северные и южные полюсы чередуются. Роторы, изображенные на рис. 18.2, а, б, имеют одну пару ($2p = 2$), а показанные на рис. 18.3, а, б — две пары ($2p = 4$) полюсов. При $2p > 4$ роторы изготовляют явнополюсными.

Форма полюсов и распределение обмотки ротора должны быть такими, чтобы в любой точке воздушного зазора между ротором и

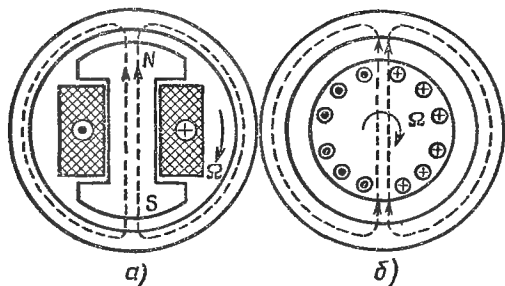


Рис. 18.2

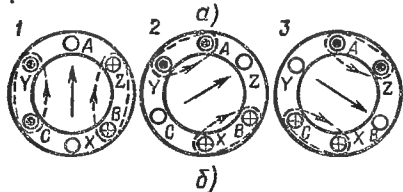
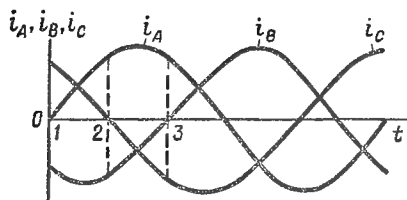


Рис. 18.4

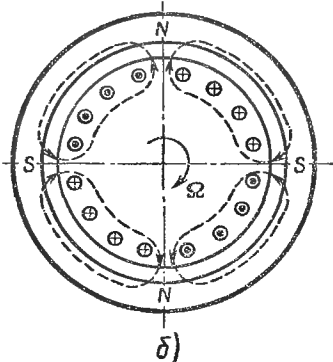
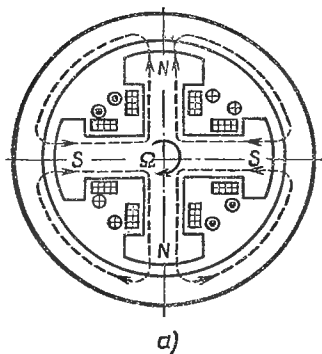


Рис. 18.3

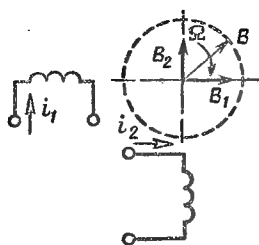


Рис. 18.5

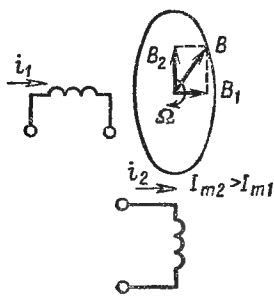


Рис. 18.6

статором магнитная индукция при вращении ротора изменялась по синусоидальному закону:

$$B(t) = B_m \sin(\Omega t p). \quad (18.1)$$

За один оборот ротора ($\Omega T = 2\pi$) направление вектора индукции изменится $2p$ раз.

Магнитное поле статора. Вращающееся магнитное поле статора образуется при протекании трехфазного тока в обмотках статора, оси которых смещены в пространстве на $120^\circ/p$. На рис. 18.4, а стрелкой показано направление магнитного поля трех сдвинутых на 120° одна относительно другой обмоток статора AX , BY , CZ , подключенных к трехфазной сети. Построение (рис. 18.4, б) выполнено для трех моментов времени (1–3), отмеченных на рис. 18.4, а. Направление токов указано точкой и крестиком, направление магнитного поля определено по правилу буравчика. Как видно из рис. 18.4, а, для $p = 1$ результирующее магнитное поле вращается в пространстве с частотой $\Omega_0 = \omega$. Обмотка статора, так же как и ротора, может образовывать много магнитных полюсов. При этом каждая фаза обмотки делится на p частей, разнесенных по внутренней поверхности статора. За один период изменения синусоидального тока оси магнитных полюсов перемещаются в пространстве на угол $2\pi/p$. Частота вращения магнитного поля зависит от частоты переменного тока в обмотках и числа пар полюсов:

$$\Omega_0 = 2\pi f/p; \quad (18.2)$$

$$n_0 = 60f/p. \quad (18.3)$$

Вращающееся магнитное поле может быть образовано также двухфазной обмоткой (рис. 18.5), если оси фазных обмоток взаимно перпендикулярны, а токи i_1 и i_2 в них сдвинуты по фазе на угол $\pi/2$. Отклонение от симметричности системы токов приводит к эллиптичности вращающегося магнитного поля (рис. 18.6).

Направление вращения магнитного поля определяется чередованием фаз. Вектор максимальной магнитной индукции перемещается в сторону оси катушки с отстающим по фазе током. Результирующее магнитное поле машины создается при наложении магнитных полей статора и ротора. На рис. 18.7 показаны относительные положения осей магнитного поля ротора и результирующего магнитного поля статора и ротора в генераторном ($\theta < 0$) и двигательном ($\theta > 0$) режимах их работы и при холостом ходе ($\theta = 0$). У асинхронных машин $\Omega \neq \Omega_0$, у синхронных $\Omega = \Omega_0$.

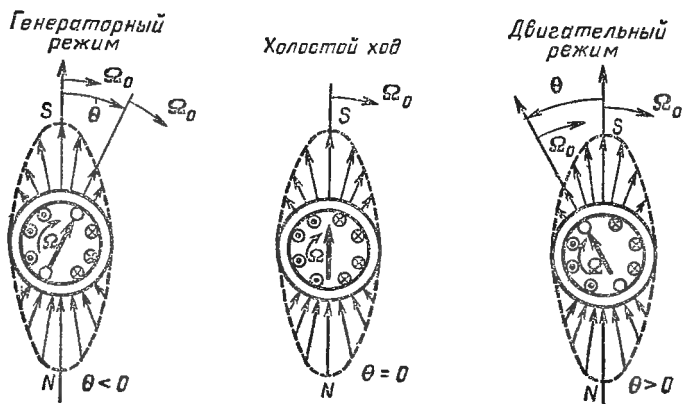


Рис. 18.7

§ 18.3. Устройство и принцип действия асинхронных и синхронных машин

Статоры синхронных и асинхронных машин переменного тока имеют одинаковую конструкцию: магнитопровод набран из штампованных листов электротехнической стали, в пазы которых уложена распределенная трехфазная обмотка, создающая круговое вращающееся магнитное поле с $2p$ полюсами.

Ротор асинхронной машины набирают из листов электротехнической стали. Короткозамкнутую обмотку ротора выполняют в виде стержней, расположенных вдоль внешней поверхности цилиндра с небольшим скосом и замкнутых между собой на торцах (обмотки типа беличьего колеса). Кроме того, бывает распределенная трехфазная обмотка, обычно соединенная звездой, концы которой подключены к контактным кольцам. Такие роторы называют *фазными* или *роторами с кольцами*. Вращающееся магнитное поле, образуемое трехфазным током в обмотке статора, наводит в обмотке ротора э. д. с. E_2 . Эта э. д. с. вызывает в цепи ротора ток I_2 , взаимодействие которого с магнитным полем статора и создает вращающий момент. Для образования э. д. с. необходимо, чтобы частоты вращения ротора Ω и магнитного поля Ω_0 отличались друг от друга. Мерой этого отличия является скольжение

$$s = (\Omega_0 - \Omega)/\Omega_0 = (n_0 - n)/n_0. \quad (18.4)$$

Токи ротора с частотой $f_2 = sf_1$ образуют магнитное поле, вращающееся относительно ротора с частотой

$$\Omega_{2s} = 2\pi f_2/p = 2\pi f_1 s/p = \Omega_0 s, \quad (18.5)$$

а относительно статора — с частотой

$$\Omega_2 = \Omega_{2s} + \Omega = (1 - s)\Omega_0 + s\Omega_0 = \Omega_0. \quad (18.6)$$

Таким образом, магнитное поле ротора асинхронной машины вращается с той же частотой, что и магнитное поле статора.

Ротор синхронной машины представляет собой электромагнит с сосредоточенной (явнополюсный ротор) или распределенной (неявнополюсный ротор) обмоткой, называемой обмоткой возбуждения, к которой через контактные кольца и щетки подведен постоянный ток возбуждения. Число пар полюсов ротора равно числу пар полюсов обмотки статора. Ротор и его магнитное поле с потоком Φ вращаются с частотой $\Omega = \Omega_0$, равной частоте вращения магнитного поля статора. При этом магнитные полюсы статора и ротора неподвижны относительно друг друга и сдвинуты на некоторый угол, в результате чего взаимодействие полей статора и ротора создает механический момент: вращающий — в синхронном двигателе (магнитное поле статора опережает магнитное поле ротора) или тормозящий — в синхронном генераторе (магнитное поле статора отстает от магнитного поля ротора).

Вращающееся магнитное поле ротора индуцирует в обмотках статора трехфазную э. д. с. частотой $\omega = p\Omega$:

$$e_A = E_m \sin p\Omega t; \quad e_B = E_m \sin (p\Omega t - 2\pi/3); \quad e_C = E_m \sin (p\Omega t + 2\pi/3). \quad (18.7)$$

Действующее значение э. д. с.

$$E = 4,44fw\Phi_m. \quad (18.8)$$

Частота э. д. с. в статоре

$$f = pn/60 = p\Omega/(2\pi). \quad (18.9)$$

§ 18.4. Уравнения и схемы замещения одной фазы асинхронной машины.

Баланс мощности

Уравнение для одной фазы цепи статора асинхронной машины аналогично уравнению для первичной обмотки трансформатора (см. § 8.2):

$$u_1 = i_1 R_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt} + L_{1d} \frac{di_1}{dt}, \quad (18.10)$$

где $i_1 R_1$ — падение напряжения на активном сопротивлении обмотки статора; $w_1 \frac{d\Phi}{dt}$ — э. д. с., индуцируемая в обмотке статора вращающимся результирующим магнитным полем; $L_{1d} \frac{di_1}{dt}$ — э. д. с., обусловленная магнитными потоками рассеяния, создаваемыми током статора. Переходя к комплексным действующим значениям, получим

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_1 \dot{I}_1 + j\omega w_1 \dot{\Phi}. \quad (18.11)$$

Для обмотки ротора, аналогичной вторичной обмотке трансформатора в режиме короткого замыкания, когда $\dot{U}_2 = 0$,

$$j\omega_{2s} w_2 \dot{\Phi} = \dot{E}_{2s} = R_2 \dot{I}_2 + j\omega_s L_{2d} \dot{I}_2. \quad (18.12)$$

Индекс s характеризует отношение частоты тока и э. д. с. в цепи ротора к частоте тока и э. д. с. в цепи статора: $\omega_{2s} = s\omega$. Так как магнитные поля статора и ротора вращаются с одной и той же частотой Ω_0 , то уравнение для м. д. с. имеет вид

$$\dot{F}_0 = \dot{F}_1 - \dot{F}_2 = \dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2. \quad (18.13)$$

Приведение параметров цепи ротора к параметрам цепи статора по числу витков обмоток ротора w_2 и статора w_1 осуществляют так же, как и для трансформатора (см. § 8.3), а по частоте — путем деления на s всех членов уравнения (18.12). В результате уравнения (18.12) и (18.13) принимают вид

$$j\omega w_1 \dot{\Phi} = \frac{R'_2}{s} \dot{I}'_2 + j\omega L'_{2d} \dot{I}'_2; \quad (18.14)$$

$$\dot{F}_0 = w_1 (\dot{I}_1 - \dot{I}'_2) = w_1 \dot{I}_0, \quad (18.15)$$

где, аналогично уравнениям трансформатора,

$$\dot{I}'_2 \approx \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2; \quad R'_2 \approx \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2; \quad L'_{2d} \approx \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2d}. \quad (18.16)$$

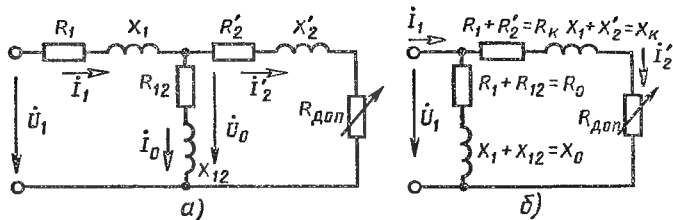


Рис. 18.8

Выражениям (18.10), (18.14) и (18.15) согласно уравнениям Кирхгофа соответствует Т-образная схема замещения, изображенная на рис. 18.8, а. Здесь $U_0 = j\omega w_1 \dot{\Phi}$ зависит от м.д.с. F_0 , так как магнитный поток $\dot{\Phi}$ представляет собой функцию $\dot{F}_0$:

$$\dot{\Phi} = \dot{U}_0 / (j\omega w_1) = \dot{F}_0 / Z_M, \quad (18.17)$$

где Z_M — комплексное магнитное сопротивление магнитной цепи машины.

Из уравнения (18.17) следует, что в схеме замещения

$$\underline{Z}_{12} = R_{12} + jX_{12} = \dot{U}_0 / \dot{I}_0 = j\omega w_1^2 / Z_M. \quad (18.18)$$

На рис. 18.18, б изображена упрощенная Г-образная схема замещения одной фазы асинхронной машины, составленная в предположении, что $\dot{U}_0 \approx \dot{U}_1$. Процесс преобразования электрической энергии в механическую на схемах рис. 18.8, а, б отображается введением дополнительного, зависящего от скольжения резистора:

$$R_{\text{доп}} = R'_2 (1/s - 1). \quad (18.19)$$

Основные энергетические соотношения в асинхронной машине и преобразование энергии иллюстрирует рис. 18.9. Мощность потерь в обмотках статора

$$P_{\text{эл}} = 3R_1 I_1^2, \quad (18.20)$$

мощность потерь в сердечнике статора

$$P_{\text{м1}} = 3R_{12} I_0^2. \quad (18.21)$$

Электромагнитная мощность, передаваемая от статора к ротору,

$$P_{\text{эм}} = P_1 - (P_{\text{эл}} + P_{\text{м1}}) = M\Omega_0. \quad (18.22)$$

Мощность, выделяемая в роторе,

$$P_{\text{с2}} = 3R_2 I_2^2 = 3R'_2 (I_2')^2. \quad (18.23)$$

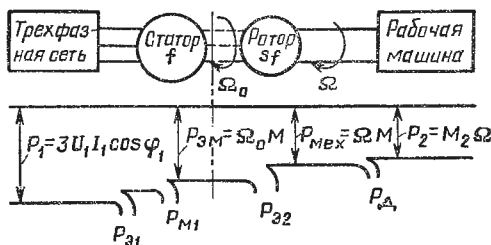


Рис. 18.9

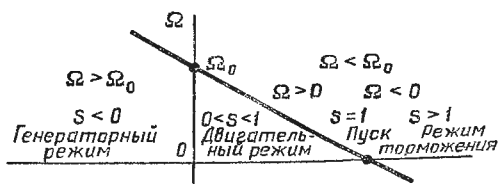


Рис. 18.10

Механическая мощность на валу двигателя

$$P_{\text{мех}} = \Omega M = 3R_{\text{доп}} (I'_2)^2 = P_{\text{эл}} - P_{\text{эл2}}. \quad (18.24)$$

Полезная мощность, передаваемая рабочей машине,

$$P_2 = P_{\text{мех}} - P_{\text{д}} = M_2 \Omega, \quad (18.25)$$

где $P_{\text{д}}$ — мощность потерь на валу двигателя.

Значения Ω или s влияют на режим работы асинхронной машины (рис. 18.10).

§ 18.5. Механическая характеристика асинхронной машины

Исходя из энергетических соотношений (см. рис. 18.9) и Г-образной схемы замещения одной фазы машины (см. рис. 18.8, б) может быть рассчитан момент на валу асинхронной машины.

В соответствии со схемой на рис. 18.8, б

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{U}_1}{R_{\text{к}} + R_{\text{доп}} + jX_{\text{к}}} \quad (I'_2)^2 = \frac{U_1^2}{(R_{\text{к}} + R_{\text{доп}})^2 + X_{\text{к}}^2}.$$

Подставив второе выражение в (18.24), получим

$$M = \frac{3R_{\text{доп}} (I'_2)^2}{\Omega} = \frac{3R'_2 U_1^2}{\Omega_0 [(R_1 + R'_2/s)^2 + X_{\text{к}}^2] s}. \quad (18.26)$$

Механические характеристики $M(s)$, $\Omega(M)$, построенные согласно (18.26), показаны на рис. 18.11, а, б. Пусковой момент при $s = 1$, $\Omega = 0$

$$M_{\text{п}} = \frac{3R'_2 U_1^2}{\Omega_0 (R_{\text{к}}^2 + X_{\text{к}}^2)}. \quad (18.27)$$

Максимальный момент при $s_{\text{кр}} \approx R'_2/X_{\text{к}}$

$$M_{\text{max}} \approx 3U_1^2/(2X_{\text{к}}\Omega_0). \quad (18.28)$$

При этом предполагают, что $X_{\text{к}} \gg R'_2$. Рабочая область асинхронного двигателя при $0 < s < s_{\text{кр}}$ лежит в диапазоне $0,04 < s < 0,09$ при номинальном моменте $M_{\text{ном}}$, для которого $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} = 1 \div 2$; $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,7 \div 2,2$. Вид механической характеристики (рис. 18.12) зависит от активного сопротивления R_2 в цепи ротора.

Способы увеличения пускового момента. В табл. 18.1 приведены основные способы увеличения пускового момента $M_{\text{п}}$ при ограниченном пусковом токе за счет увеличения сопротивления R_2 в момент пуска и изменения частоты f .

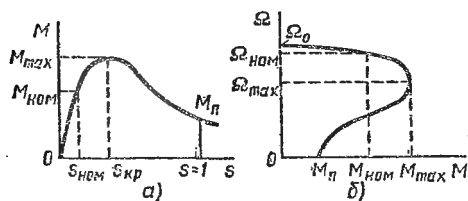


Рис. 18.11

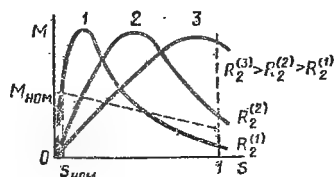
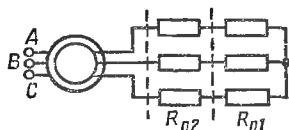


Рис. 18.12

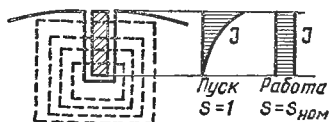
Способ увеличения M_n

Схема включения

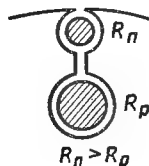
Включение резисторов в цепь фазного ротора



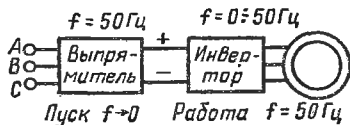
Применение глубокого паза



Использование двойной короткозамкнутой обмотки



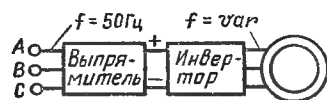
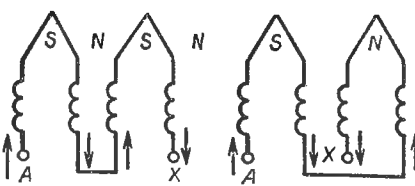
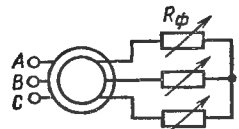
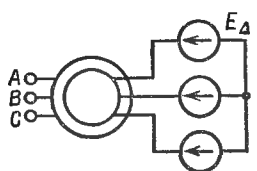
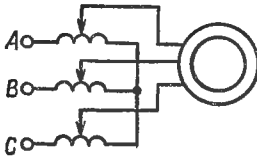
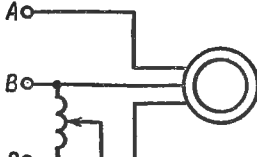
Пуск двигателя с помощью силовых полупроводниковых преобразователей



При использовании роторов с двойной короткозамкнутой обмоткой или с глубоким пазом во время пуска двигателя, когда частота тока ротора равна частоте сети, происходит вытеснение тока к поверхности ротора, так как внутренние части обмотки ротора имеют большее индуктивное сопротивление и меньшую плотность тока J , чем вблизи поверхности ротора. В результате увеличивается эквивалентное сопротивление R_2 и соответственно возрастает пусковой момент. При номинальном режиме частота тока и, следовательно, индуктивное сопротивление обмотки ротора малы, ток протекает по всему сечению стержня и сопротивление R_2 много меньше, чем при пуске.

В табл. 18.1 показана схема пуска асинхронного двигателя с фазным ротором, в цепь которого включают дополнительные резисторы R_{n1} и R_{n2} . Этому случаю соответствует механическая характеристика 3 (рис. 18.12). После разгона двигателя сначала закорачивается резистор R_{n1} (кривая 2), а затем резистор R_{n2} (кривая 1).

В табл. 18.2 приведены основные способы регулирования частоты вращения ротора асинхронного двигателя.

Способ регулирования частоты вращения ротора двигателя	$n_{\max}/n_{\min}$	Схема включения двигателя
Изменение частоты $n = 60f/p$	12	
Изменение числа пар полюсов (ступенчатое)	2:1 3:2	 $P=2; n_0=1500$ $P=1; n_0=3000$
Введение в цепь ротора дополнительного резистора R_ϕ	<2	
Введение в цепь ротора дополнительного источника э. д. с. E_Δ с частотой скольжения f_s	$n_{\max} > n_0$ $n_{\min} < n_0$	
Изменение напряжения U_1	$n_{\text{ном}}/n_{\max}$	
Искажение симметрии напряжений обмоток статора (машины малой мощности)	<2	

Для реверсирования асинхронного двигателя необходимо изменить чередование фаз, что вызовет изменение направления вращения магнитного поля статора. На рис. 18.13 представлены в относительных единицах рабочие характеристики асинхронного двигателя.

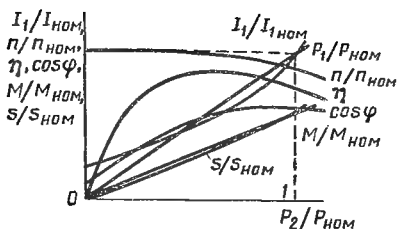


Рис. 18.13

Асинхронные генераторы (рис. 18.14) используют для рекуперации энергии, торможения рабочей машины. Необходимым условием возбуждения автономного асинхронного генератора является наличие в цепи статора конденсаторов, генерирующих реактивную мощность, необходимую для создания вращающегося магнитного поля статора. Неавтономные асинхронные генераторы, включаемые параллельно сети, получают реактивную мощность из сети и могут работать без конденсаторов.

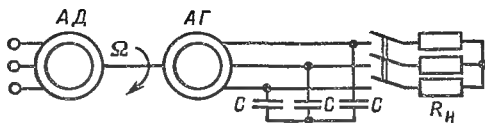


Рис. 18.14

§ 18.6. Уравнения и схема замещения одной фазы синхронной машины

При рассмотрении работы синхронной машины анализируют ее упрощенную модель, в которой пренебрегают потерями в меди и стали машины. При этом уравнение для одной фазы имеет вид

$$u = w_1 \frac{d\Phi_{\text{рез}}}{dt} \quad (18.29)$$

где $\Phi_{\text{рез}} = \Phi_c + \Phi_p$ — результирующий магнитный поток, представляющий собой сумму потоков, создаваемых токами статора и ротора.

В комплексной форме

$$\dot{U} = j\omega w_1 \dot{\Phi}_{\text{рез}}; \quad (18.30)$$

$$\dot{\Phi}_{\text{рез}} = \dot{\Phi}_c + \dot{\Phi}_p, \quad (18.31)$$

где $w_1 \dot{\Phi}_c = \pm L_c \dot{I}$; $\dot{\Phi}_p = \dot{\Phi}_p(I_n)$ — функция тока возбуждения. Тогда

$$\dot{U} = \dot{E}_0 \pm jX \dot{I}, \quad \dot{E}_0 = j\omega w_1 \dot{\Phi}_p \quad (18.32)$$

где $X = \omega L_c$ — синхронное сопротивление. Знак плюс соответствует двигательному режиму, знак минус — генераторному. Схемы замещения одной фазы синхронной машины, согласно (18.32), представлены на рис. 18.15.

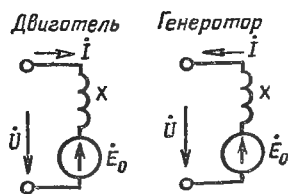


Рис. 18.15

Выбираем начальную фазу так, чтобы

$$\dot{U} = U; \dot{E}_0 = E_0 e^{-j\theta}; \dot{I} = I e^{-j\varphi}. \quad (18.33)$$

Механическая мощность

$$P_{\text{мех}} = 3UI \cos \varphi, \quad (18.34)$$

момент на валу двигателя

$$M = 3UI \cos \varphi / \Omega_0. \quad (18.35)$$

§ 18.7. Характеристики синхронной машины

Зависимость тока статора I от тока возбуждения I_b или э. д. с. E_0 при постоянной нагрузке $M = \text{const}$ и работе синхронной машины параллельно сети бесконечной мощности ($U = \text{const}$) называют *U-образной характеристикой машины*. Подставляя (18.33) в (18.32) и разбивая комплексное уравнение на два вещественных, при двигательном режиме работы получим

$$\begin{aligned} U &= E_0 \cos \theta + XI \sin \varphi; \\ XI \cos \varphi &= E_0 \sin \theta. \end{aligned} \quad (18.36)$$

Решая уравнения (18.35) и (18.36) относительно тока, находим

$$I = \frac{1}{X} \sqrt{U^2 + E_0^2 - 2UE_0 \cos \theta}, \quad (18.37)$$

где

$$A = E_0 \sin \theta = \Omega_0 XM / (3U). \quad (18.38)$$

Эти характеристики изображены на рис. 18.16. Пунктирная линия соответствует $\cos \varphi = 1$. Работу машины в левой области характеризует недовозбужденный режим: машина потребляет реактивную мощность из сети и является для нее индуктивной нагрузкой. При работе в правой области характеристики машина находится в перевозбужденном режиме; она генерирует реактивную мощность и для сети является емкостной нагрузкой. Значение $|\theta| = 90^\circ$ определяет границу устойчивой работы синхронной машины.

Векторные диаграммы, построенные согласно уравнению (18.32) для двигательного и генераторного режимов работы, показаны на

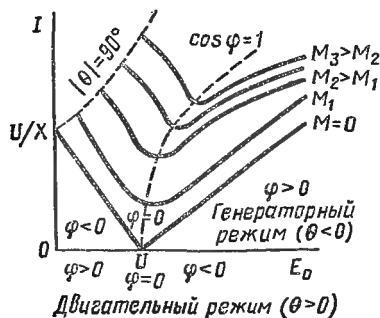


Рис. 18.16

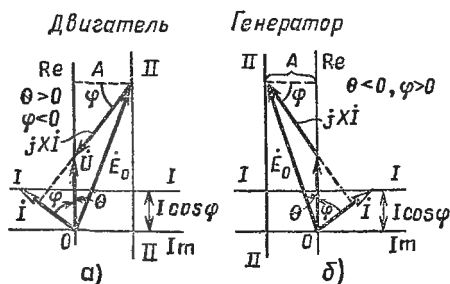


Рис. 18.17

рис. 18.17, а, б. При постоянстве мощности $P_{\text{мех}}$ и изменении I_b конец вектора $\dot{I}$ перемещается по прямой $I-I$, а конец вектора $\dot{E}_0$ — по прямой $II-II$.

Синхронные машины широко применяют для компенсации реактивной мощности и повышения $\cos \varphi$. Для этого создается режим работы с большими значениями тока возбуждения I_b и э. д. с. E_0 . Если при этом механическую энергию вращающегося ротора не используют, то такую машину называют **синхронным компенсатором**.

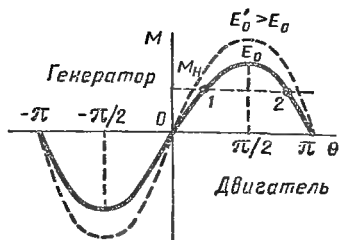


Рис. 18.18

Зависимость момента M от угла θ представлена на рис. 18.18. Режим работы машины устойчив, если $\frac{dM}{d\theta} > 0$.

Действительно, при возрастании момента нагрузки M_n синхронного двигателя увеличивается угол θ . В области, где $\frac{dM}{d\theta} > 0$ (точка 1 на рис. 18.18), вращающий момент M возрастает до тех пор, пока не становится равным M_n . Режим работы машины неустойчив, когда $\frac{dM}{d\theta} < 0$ (точка 2 на рис. 18.18). С возрастанием угла θ момент M уменьшается, что вызывает дальнейший рост θ . Аналогичные процессы происходят и в генераторе. Область устойчивой работы соответствует интервалу $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$.

§ 18.8. Схемы пуска синхронных машин

Для пуска синхронного двигателя необходимо его ротор вращать с частотой, близкой к частоте вращения магнитного поля статора, что осуществляют с помощью вспомогательного двигателя или путем асинхронного пуска. Ротор снабжают дополнительной короткозамкнутой пусковой обмоткой. Пуск производят в две стадии (рис. 18.19, а):

1) обмотку статора с помощью выключателя K_1 подключают к сети. Обмотка возбуждения при этом замкнута на резистор $R = 10R_b$ (переключатель K_2 в положении 1). Под действием вращающегося магнитного поля возникает асинхронный вращающий момент от токов

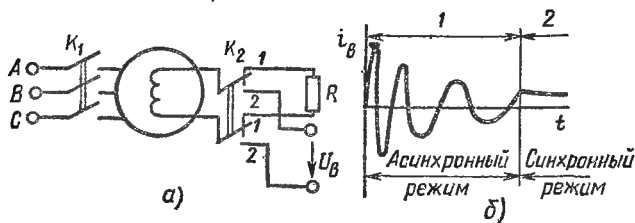


Рис. 18.19

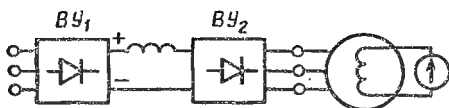


Рис. 18.20

в обмотке возбуждения и короткозамкнутой пусковой обмотке. Этот момент заставляет ротор вращаться;

2) при частоте вращения ротора $\Omega = \Omega_0 (1 - s_0)$, близкой к синхронной ($s_0 \approx 5\%$), переключатель K_2 переводится в положение 2 (обмотка возбуждения подключается к возбудителю, появляется синхронный вращающий момент и ротор начинает вращаться с синхронной частотой). На рис. 18.19, б представлен график изменения во времени тока в обмотке возбуждения.

Пусковые свойства синхронного двигателя характеризуются пусковым моментом $M_{\text{п}}$ и пусковым током $I_{\text{п}}$. Для уменьшения $I_{\text{п}}$ напряжение U снижают с помощью реакторов или трехфазного автотрансформатора.

В настоящее время для пуска крупных синхронных машин применяют полупроводниковые преобразовательные устройства (рис. 18.20). Пуск осуществляют в три стадии:

1) вентильное устройство $ВУ_2$, питаемое постоянным током от $ВУ_1$, создает в фазах статора импульсные токи, зависящие от положения ротора, которые приводят ротор во вращение;

2) по мере достижения частоты скольжения $f_s = 3 \div 5$ Гц машина начинает генерировать реактивную мощность (индуцируется э. д. с. статора E_0), достаточную для коммутации вентилей. Устройство $ВУ_2$ переходит в режим работы инвертора, ведомого сетью, т. е. управляемого напряжением на фазах статора. Таким образом, частота тока статора определяется частотой вращения ротора и растет вместе с ней;

3) при частоте вращения ротора, близкой к синхронной, устройства $ВУ_1$ и $ВУ_2$ отключаются и машина питается непосредственно от сети. Момент включения выбирают с учетом положения ротора и фазы тока сети.

§ 18.9. Однофазные электрические машины переменного тока малой мощности

Электрические машины переменного тока малой мощности применяют в измерительных приборах, исполнительных механизмах, устройствах автоматики и т. д. Конструктивно они отличаются от машин большой мощности.

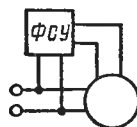
В табл. 18.3 представлены способы создания вращающегося магнитного поля от однофазной сети.

Фазосдвигающее устройство (ФСУ) создает во второй обмотке статора ток, сдвинутый по фазе на 90° относительно тока первой обмотки. В результате создается вращающееся магнитное поле, так как оси обмоток смещены в пространстве относительно друг друга на 90° . В качестве ФСУ применяют электронные или полупроводниковые ус-

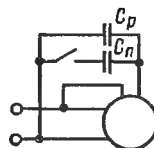
Способ создания вращающегося магнитного поля

Схема включения двигателя

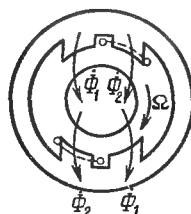
Применение фазосдвигающих устройств (ФСУ)



Использование конденсаторов



Расщепление полюсов магнитопровода



лители, позволяющие одновременно осуществлять управление работой двигателя.

Широкое распространение получили конденсаторные двигатели, в которых в качестве ФСУ используют конденсаторы. Емкость C_p выбирают из условия создания кругового вращающегося поля в номинальном режиме. Для увеличения пускового момента иногда параллельно рабочему включают на время пуска дополнительный пусковой конденсатор C_n .

Однофазные двигатели с расщепленными или экранированными полюсами имеют сосредоточенную однофазную обмотку на явно выраженных полюсах магнитопровода статора. Часть наконечника каждого полюса охватывается короткозамкнутым витком. Поток статора Φ_{2c} , пронизывающий этот виток, индуцирует в нем э. д. с., отстающую от потока на $\pi/2$. Под действием этой э. д. с. в витке возникает ток I_k , отстающий от э. д. с. на угол φ_k . Этот ток образует магнитный поток Φ_k , оказывающий экранирующее действие на поток Φ_{2c} . Результирующий суммарный поток $\Phi_{2c} + \Phi_k = \Phi_2$ отстает по фазе от потока $\Phi_1 = \Phi_{2c}$ на незэкранированной части полюса на угол ψ . Так как оси потоков Φ_1 и Φ_2 смещены в пространстве относительно друг друга, возникает вращающееся поле, перемещающееся в сторону экранированной части полюса. Из-за неравенства потоков и малости сдвига их в пространстве и во времени поле получается не круговым, а эллип-

тически (см. рис. 18.6). Большие потери в короткозамкнутых витках обуславливают низкий к. п. д. таких двигателей.

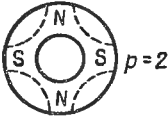
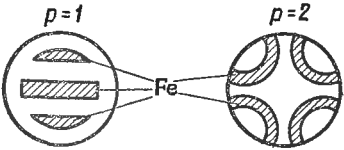
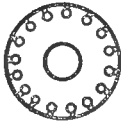
В табл. 18.4 представлены конструкции роторов машин малой мощности.

Синхронные машины с возбуждением постоянным магнитом имеют роторы, намагниченные в радиальном направлении. Такие машины, не уступая по массогабаритным и эксплуатационным характеристикам машинам с электромагнитным возбуждением, обладают более высоким к. п. д. и значительно превосходят их по надежности. Они широко используются в самолетах, автомобилях, тракторах.

Реактивные синхронные двигатели не имеют обмотки возбуждения или постоянного магнита на роторе: ротор выполняют с секционированным магнитопроводом, обладающим различным магнитным сопротивлением в различных направлениях. Основное достоинство таких двигателей — простота конструкции. Существенные недостатки — низкий $\cos \varphi$ и плохие пусковые свойства.

Ротор гистерезисных двигателей выполнен из магнитотвердого материала. Вращающий момент образуется за счет перемагничива-

Таблица 18.4

Тип машины	Конструкция ротора
Синхронные машины: с постоянным магнитом	
с сердечником, имеющим направление легкого намагничивания (реактивный синхронный двигатель)	
Гистерезисный двигатель	
Асинхронные машины: с короткозамкнутым ферромагнитным ротором	
с полым немагнитным ротором	

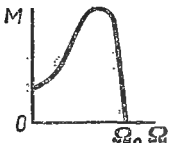
ния ($s > 0$) или остаточной намагниченности ($s = 0$) этого материала. Вращающий момент не зависит от скольжения и пропорционален энергии гистерезисных потерь за цикл перемагничивания. В синхронном режиме этот двигатель аналогичен двигателю с постоянным магнитом.

Короткозамкнутый ферромагнитный ротор асинхронных двигателей имеет обмотку типа беличьего колеса и по конструкции мало отличается от ротора трехфазных машин. Полый немагнитный ротор представляет собой тонкостенный цилиндр из алюминиевых сплавов, его помещают в зазоре между внешним и внутренним магнитопроводами статора, на одном из которых расположена однофазная или многофазная обмотка. Вращающееся магнитное поле статора индуцирует в роторе вихревые токи, которые, взаимодействуя с полем статора, создают вращающий момент. Двигатели с таким ротором применяют как исполнительные в устройствах автоматики, так как они обладают малым моментом инерции и легко управляются.

§ 18.10. Сравнение электрических машин постоянного и переменного тока

Основные характеристики электрических машин постоянного и переменного тока приведены в табл. 18.5.

Таблица 18.5

Характеристики	Машины постоянного тока	Машины переменного тока	
		синхронные	асинхронные
Вид магнитного поля	Н неподвижное	Вращающееся	
Механические характеристики			
Достоинства	Широкий диапазон регулирования, плавное регулирование частоты вращения, большой пусковой момент	Возможность компенсации реактивной мощности, постоянство скорости	Простота конструкции, высокая надежность, низкая стоимость
Недостатки	Наличие щеточно-коллекторного устройства, необходимость источника постоянного тока	Наличие дополнительного источника постоянного тока, сложность пуска	Зависимость частоты вращения от нагрузки

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1. Буквенные обозначения и единицы основных величин в электротехнике

Величина	Обозначение		Единицы	
Наименование	главное	запасное	наименование	обозначение
Время	t	—	секунда	с
Добротность	Q	—	—	—
Емкость электрическая	C	—	фарад	Ф
Заряд магнитный	m	—	джоуль на ампер	Дж/А
Заряд электрический	Q	—	кулон	Кл
Индуктивность	L	—	генри	Гн
Индуктивность взаимная	M	L_{mn}	генри	Гн
Индукция магнитная	B	—	тесла	Тл
Коэффициент затухания	δ	—	секунда в минус первой степени	s^{-1}
Коэффициент искажения формы кривой электрической или магнитной величины	d	k	—	—
Коэффициент мощности	λ	—	—	—
Коэффициент мощности при синусоидальных напряжении и токе	$\cos \varphi$	—	—	—
К. п. д.	η	—	—	—
Коэффициент трансформации	n	—	—	—
Коэффициент трансформации трансформатора напряжения	K	K_U	—	—
Коэффициент трансформации трансформатора тока	K	K_I	—	—
Момент магнитный	m	—	ампер- квадрат- ный метр	$A \cdot m^2$
Мощность, мощность активная	P	—	ватт	Вт
Мощность полная	S	P_S	вольт- ампер	В · А
Мощность реактивная	Q	P_Q	вольт- ампер реактив- ный	вар
Намагниченность	M	—	ампер на метр	А/м
Напряжение электрическое	U	—	вольт	В

Величина	Обозначение		Единицы	
Наименование	главное	запасное	наименование	обозначение
Напряженность магнитного поля	H	—	ампер на метр	А/м
Напряженность электрического поля	E	—	вольт на метр	В/м
Отношение числа витков	n	q	—	—
Период колебаний электрической или магнитной величины	T	—	секунда	с
Плотность тока	J	—	ампер на квадратный метр	А/м ²
Постоянная времени электрической цепи	τ	T	секунда	с
Постоянная магнитная	μ_0	—	генри на метр	Гн/м
Постоянная ослабления четырехполюсника	A	—	—	—
Постоянная электрическая	ϵ_0	—	фарад на метр	Ф/м
Потенциал электрический	V	ϕ	вольт	В
Поток магнитный	Φ	—	вебер	Вб
Потокоцепление	Ψ	—	вебер	Вб
Проводимость магнитная	λ	—	вебер на ампер	Вб/А
Проводимость электрическая активная	G	g	сименс	См
Проводимость электрическая полная	Y	—	сименс	См
Проводимость реактивная	B	b	сименс	См
Проводимость электрическая удельная	γ	σ	сименс на метр	См/м
Проницаемость диэлектрическая абсолютная	ϵ_a	ϵ	фарад на метр	Ф/м
Проницаемость диэлектрическая относительная	ϵ_r	—	—	—
Проницаемость магнитная абсолютная	μ_a	μ	генри на метр	Гн/м
Проницаемость магнитная относительная	μ_r	—	—	—
Разность электрических потенциалов	U	—	вольт	В
Сдвиг фаз между напряжением и током	ϕ	—	радиан	рад
Сила магнитодвижущая вдоль замкнутого контура	F	F_m	ампер	А
Сила электродвижущая	E	—	вольт	В
Скольжение	s	—	—	—
Сопротивление магнитное	R_m	r_m	ампер на вебер	А/Вб
Сопротивление электрическое, сопротивление электрическое постоянному току	R	r	ом	Ом

Величина	Обозначение		Единицы	
Наименование	главное	запасное	наименование	обозначение
Сопротивление электрическое активное	R	r	ом	Ом
Сопротивление электрическое полное	Z	—	ом	Ом
Сопротивление электрическое реактивное	X	x	ом	Ом
Сопротивление электрическое удельное	ρ	—	ом-метр	Ом · м
Ток	I	—	ампер	А
Угол потерь	δ	—	радиан	рад
Частота вращения	Ω	—	секунда в минус первой степени	c^{-1}
Частота колебаний электрической или магнитной величины	f	ν	герц	Гц
Частота колебаний угловая электрической или магнитной величины	ω	Ω	секунда в минус первой степени	c^{-1}
Число витков	N	w	—	—
Число пар полюсов	p	—	—	—
Число фаз многофазной системы	m	—	—	—
Энергия электромагнитная	W	—	ватт-секунда	Вт · с

Приложение 2. Физические законы и основные понятия

Закон Кулона. Сила взаимодействия F двух точечных зарядов Q_1 и Q_2 в вакууме направлена вдоль прямой, соединяющей эти заряды, пропорциональна произведению этих зарядов и обратно пропорциональна квадрату расстояния между ними:

$$F = \frac{Q_1 Q_2}{4\pi\epsilon_0 R^2},$$

где $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная; R — расстояние между зарядами.

Закон электромагнитной индукции. В любом замкнутом контуре при изменении потока магнитной индукции через поверхность, ограниченную этим контуром, индуцируется э. д. с. (в направлении правовинтовой системы относительно магнитной индукции B), равная взятой со знаком минус скорости изменения этого потока:

$$\mathcal{E} = - \oint \mathbf{E}_{\text{инд}} d\mathbf{l} = - \frac{d\Phi}{dt},$$

где $\Phi = \int B dS$ — магнитный поток через поверхность S ; $\mathbf{E}_{\text{инд}}$ — напряженность индуцируемого электрического поля; $d\mathbf{l}$ — вектор, направленный по выбранному положительному направлению для э. д. с. и равный длине проводника l . Для

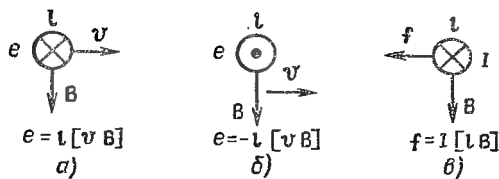


Рис. П.1

противоположного положительного направления э. д. с. $e = + \frac{d\Phi}{dt}$. При движении линейного проводника со скоростью v в однородном магнитном поле с индукцией B в нем индуцируется э. д. с. (рис. П.1, а) $e = l[vB] = lE_{\text{инд}}$. Если проводник неподвижен, а со скоростью v движется магнитное поле, то э. д. с. направлена в противоположную сторону (рис. П.1, б): $e = -l[vB]$.

Закон Ампера. На линейный проводник длиной l (рис. П.1, в) с током I в однородном магнитном поле с индукцией B действует сила $F = I[lB]$.

Закон полного тока. Интеграл напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен электрическому току, охватываемому этим контуром: $\oint H d\mathbf{l} = I$. При изменении электрического поля в замкнутом пространстве возникает магнитное поле (единое электромагнитное поле).

Принцип непрерывности тока. Полный электрический ток сквозь любую замкнутую поверхность равен нулю: $I = \oint_S J dS = 0$. Плотность полного тока J определяется суммой плотностей токов проводимости, переноса и смещения.

Закон Ома. Для линейной цепи ток в ней прямо пропорционален напряжению: $U = RI$.

Сопротивление $R = \rho \frac{l}{S}$ — коэффициент пропорциональности между током и напряжением. Здесь ρ — удельное электрическое сопротивление (коэффициент пропорциональности между плотностью тока и напряженностью электрического поля: $E = \rho J$); l — длина проводника; S — площадь поперечного сечения проводника.

Для магнитной цепи магнитный поток пропорционален магнитодвижущей силе:

$$F = wI = R_M \Phi,$$

где w — число витков обмотки; $R_M = l/(S\mu_0)$ — магнитное сопротивление.

Ток проводимости I — скалярная величина, равная производной по времени от электрического заряда, переносимого носителями заряда сквозь рассматриваемую поверхность: $I = dQ/dt$.

Электрическое напряжение U — скалярная величина, равная линейному интегралу напряженности электрического поля вдоль заданного пути AB , на котором нет сторонних сил: $U = \int_A^B \mathbf{E} d\mathbf{l}$.

Напряженность электрического поля $\mathbf{E}$ — векторная величина, характеризующая электрическое поле и определяющая силу, действующую на заряженную частицу со стороны электрического поля: $\mathbf{E} = \mathbf{F}/Q$.

Электродвижущая сила (э. д. с.) e — скалярная величина, характеризующая способность стороннего поля и индуцированного электрического поля вызывать электрический ток.

Намагниченность $\mathbf{M}$ — векторная величина, характеризующая магнитное состояние вещества и равная пределу отношения магнитного момента эле-

мента объема вещества Δm_m к этому элементу объема ΔV , когда последний стремится к нулю: $M = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\Delta m_m}{\Delta V}$.

Поляризованность P — векторная величина, характеризующая степень электрической поляризации вещества и равная пределу отношения электрического момента некоторого объема вещества Δm к этому объему ΔV , когда последний стремится к нулю:

$$P = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{\Delta m}{\Delta V}.$$

Электрическое смещение D — векторная величина, равная геометрической сумме напряженности электрического поля в рассматриваемой точке, умноженной на электрическую постоянную, и поляризованности в той же точке: $D = \epsilon_0 E + P$.

Магнитная индукция B — векторная величина, характеризующая магнитное поле и определяющая силу, действующую на движущуюся заряженную частицу.

Напряженность магнитного поля H — векторная величина, равная геометрической разности магнитной индукции, деленной на магнитную постоянную, и намагниченности: $H = B/\mu_0 - M$.

Магнитная постоянная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Абсолютная магнитная проницаемость μ_a — величина, характеризующая магнитные свойства вещества: скалярная — для изотропного вещества, равная отношению модуля магнитной индукции к модулю напряженности магнитного поля, и тензорная — для анизотропного вещества: $\mu_a = B/H$.

Относительная магнитная проницаемость μ_r — отношение абсолютной магнитной проницаемости к магнитной постоянной: $\mu_r = \mu_a/\mu_0$.

Приложение 3. Математические понятия, применяемые в электротехнике

Ряды Фурье. На интервале разложения $-\pi < t < \pi$

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kt + b_k \sin kt) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jkt},$$

где

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) \cos k\tau d\tau; \quad b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) \sin k\tau d\tau;$$

$$c_k = \frac{1}{2} (a_k - jb_k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\tau) e^{-jk\tau} d\tau; \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

Ряд Тейлора. Действительная функция $f(x)$, имеющая в интервале $a \leq x < b$ n -ю производную, может быть разложена в ряд:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + \frac{1}{2!} f''(x_0)(x - x_0)^2 + \dots + \frac{1}{(n-1)!} f^{(n-1)}(x_0)(x - x_0)^{n-1} + R_n,$$

где R_n — остаточный член.

Формы записи и операции над комплексными числами. Алгебраическая форма записи: $\underline{A} = A' + jA'' = \text{Re } \underline{A} + j \text{Im } \underline{A}$. Показательная форма записи: $\underline{A} = A e^{j\alpha} = |\underline{A}| e^{j\alpha}$.

Формулы перехода от алгебраической формы к показательной:

$$A = \sqrt{(A')^2 + (A'')^2}; \quad \alpha = \arctg (A''/A').$$

Формулы перехода от показательной формы записи к алгебраической:

$$A' = A \cos \alpha; \quad A'' = A \sin \alpha.$$

Сложение и вычитание комплексных чисел:

$$\underline{A}_1 = A'_1 + jA''_1; \quad \underline{A}_2 = A'_2 + jA''_2;$$

$$\underline{A}_1 \pm \underline{A}_2 = (A'_1 \pm A'_2) + j(A''_1 \pm A''_2).$$

Умножение и деление комплексных чисел:

$$\underline{A}_1 = A_1 e^{j\alpha_1}; \quad \underline{A}_2 = A_2 e^{j\alpha_2};$$

$$\underline{A}_1 \underline{A}_2 = A_1 A_2 e^{j(\alpha_1 + \alpha_2)};$$

$$\frac{\underline{A}_1}{\underline{A}_2} = \frac{A_1}{A_2} e^{j(\alpha_1 - \alpha_2)}.$$

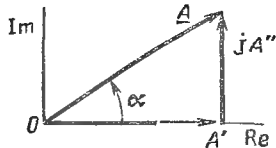


Рис. П.2

Изображение комплексного числа вектором на комплексной плоскости Re, Im показано на рис. П.2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электротехника/Под ред. В. Г. Герасимова.— М.: Высшая школа, 1983.
2. Касаткин А. С., Немцов М. В. Электротехника.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Основы теории цепей/Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил и др.— М.: Энергия, 1975.
4. Основы промышленной электроники/Под ред. В. Г. Герасимова.— М.: Высшая школа, 1978.
5. Электрические измерения/Под ред. А. В. Фремке, Е. М. Душина.— Л.: Энергия, 1980.
6. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины.— М.: Энергия, 1980.
7. Электротехнический справочник/Под ред. проф. В. Г. Герасимова, П. Г. Грудинского, Л. А. Жукова и др.— М.: Энергоиздат, 1980—1982, т. 1—3.
8. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник/Под ред. Н. Н. Горюнова.— М.: Энергоиздат, 1982.
9. Полупроводниковые приборы. Дiodы, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник/Под ред. Н. Н. Горюнова.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
10. Интегральные микросхемы: Справочник/Под ред. Б. В. Тарабанова.— М.: Радио и связь, 1984.
11. Справочник по электроизмерительным приборам/Под ред. М. И. Левина.— М.: Энергия, 1977.
12. Савельев И. В. Курс общей физики: Электричество и магнетизм.— М.: Наука, 1982, т. 2.
13. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления.— М.: Наука, 1972, т. 1.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автогенератор 154
Автотрансформатор 109
Амперметр 188
Амплитуда 25
— комплексная 26
Анализ магнитной цепи 93
Анод 82
- База транзистора 82
Базис логический 165
Баланс амплитуд 156
— гармонический 155
— мощностей 215
— фаз 156
Бареттер 77
- Ваттметр 192
Варистор 77
Вектор вращающийся 27
— комплексного значения 26
Вентиль 123
Ветвь 10
Вещества ферромагнитные 88
Возбуждение генератора 206
— двигателя 211
— жесткое 208
— машин постоянного тока 206
— мягкое 208
— независимое 209
— параллельное 208
— последовательное 208
— смешанное 210
Вольтметр 190
Выпрямитель управляемый 132
Выпрямление переменного тока 123
- Гармоники высшие 95
Генератор асинхронный 225
— несинусоидальных колебаний 154
— постоянного тока 206
— релаксационный 154
— синусоидальных колебаний 155
— с независимым возбуждением 206
— электромеханический 25
— электронный 154
Гистерезис 89
Годограф 36
- Группа соединения обмоток трансформатора 107
- Двигатели асинхронные 220
— — двухфазные 229
— — гистерезисные 230
— — конденсаторные 229
— — однофазные 228
— — с расщепленными полюсами 229
— — трехфазные 220
— смешанного возбуждения 212
— с параллельным возбуждением 211
Двухполосник 19
— активный 20
— безынерционный 75
— инерционный 75
— линейный 19
— нелинейный 75
— пассивный 19
Диаграмма векторная 26, 51, 52
— — катушки со стальным сердечником 97
— — синхронного генератора 225
— — однофазного трансформатора 105
— временная 27
— топографическая 51
Диамагнетики 88
Диод полупроводниковый 76
— электровакуумный 76
Домены магнитные 88
- Емкость конденсатора 49
— — комплексная 49
- Заземление 62
Закон Кирхгофа 10, 31, 64
— коммутации 64
— — в комплексной форме 31
— Ома 31, 64
— полного тока 91
— электромагнитной индукции 234
Замыкание короткое трансформатора 104
Зануление 63
Звезда 59
Значение действующее 26

- Значение максимальное 25
- мгновенное 25
- среднее 26
- — квадратичное 26

Измерение добротности 198

- косвенное 173
- коэффициент мощности 193
- мощности 192
- напряжения 190
- параметров 194
- прямое 190
- сопротивления 194
- тока 188
- частоты 193
- электрической энергии 192

Инвертор 223

Индукция магнитная 88

- остаточная 89

Индуктивность взаимная 53

- комплексная 99
- рассеянная 97

Информация 6

Источник 8

- идеального тока 10
- идеальной э. д. с. 10
- напряжения 10
- тока 10
- э. д. с. 10
- электрической энергии 8

Катод 82

Катушка 46

Классы точности 175

Ключ 150

Коллектор транзистора 82

Конденсатор 47

Конструкция электрических машин постоянного тока 203

Контур 11

Коэффициент мощности 193

— нелинейных искажений 135

- передачи 23
- полезного действия 106
- пульсации 124
- сглаживания 130
- трансформации 101
- — усиления 135
- — мощности 115
- — напряжения 115, 136
- — тока 111
- фильтрации 131
- частотных искажений 136
- четырехполосника 23, 24
- эквивалентный 155

Кривая намагничивания 89

- — основная 89

Кристалл 159

Крутизна 87

- Лампа накаливания 60, 75
- электронная 82
- Линеаризация условная 99
- характеристик 78, 87
- Линия трехпроводная 59
- четырехпроводная 57
- Логометр 161

Магниты постоянные 93

Магнитопровод кольцевой 91

Материалы магнитомягкие 90

- магнитотвердые 90

Матрица 12

Машины асинхронные 216

- однофазные электрические переменного тока малой мощности 228
- переменного тока 216
- синхронные 216
- — с возбуждением постоянным магнитом 230

Мегомметр 195

Мера 173

Метод двух узлов 15, 35

- измерения 173
- контурных токов 14
- пропорциональных величин 14, 16
- расчета 78
- узловых потенциалов 14, 15

Механизм измерительный 180

Микроэлектроника 158

Микросхема аналоговая 159

- гибридная 160

- цифровая 159

Момент вращающий 205, 212, 222

- магнитный 88
- электромагнитный 205, 212
- пусковой 222

Мощность 41

- активная 41
- допустимая 76
- комплексная 41
- мгновенная 41
- полная 41
- потерь от гистерезиса 95
- реактивная 41
- трехфазной цепи 61

Мультивибратор 157

Нагрузка 137, 149

Наконечник полюсный 203

Намагниченность 88

Направление положительное 8, 54

- — напряжений 8, 54

- — токов 8, 54

Напряжение допустимое 124

- дрейфа 134
- короткого замыкания трансформатора 106
- магнитное 92

- Напряжение обратное 124
 - покоя 134
 - шумов 135
- Напряженность магнитного поля 88
- Насыщение магнитное 89
- Обмотка возбуждения 203
 - волновая (последовательная) 204
 - вторичная 100
 - высшего напряжения 101
 - двойная короткозамкнутая 223
 - компенсационная 207
 - машин переменного тока 219
 - — постоянного тока 203
 - низшего напряжения 101
 - параллельная 209
 - первичная 100
 - петлевая 204
 - последовательная 210
 - рабочая 111
 - распределенная 219
 - смещения 111
 - трансформатора 101
 - управления 111
 - фазная 219
- Обозначение условное 175
- Окраска фаз 55
- Опыт короткого замыкания 104
 - холостого хода 104
- Осциллограф 200
- Падение напряжения 52
- Паз 204
- Парамагнетики 88
- Параметры диода 77
 - источников 9
 - транзистора 88
 - трансформатора 101
 - — номинальные 101
 - триода 88
- Передача максимальной мощности 21
- Переключение числа полюсов асинхронной машины 224
- Переменная логическая 164
- Период переменного тока 26
 - синусоидального тока 26
- Петля гистерезиса 89
 - — динамическая 95
 - — статическая 89
- Печь дуговая электрическая 110
 - нагревательная 62
 - сопротивления 62, 110
- Повторитель 147
- Погрешность абсолютная 174
 - относительная 174
 - приведенная 174
- Поле вращающееся магнитное 216
 - — — ротора 216
- Поле вращающееся магнитное ста-
тора 217
- Полупроводники 81, 159
- Полус 203
 - дополнительный 204
 - основной 203
- Порог чувствительности 202
- Последовательность фаз 60
- Постоянная времени 47
 - магнитная 236
 - электрическая 234
- Потенциометр 109
- Потери в трансформаторе 106
- Потеря напряжения 52
- Поток магнитный 234
 - — главный 205
 - — рассеяния 97
- Потокосцепление
 - насыщения 94
 - рассеяния 97
- Преобразователь измерительный 173
 - электрический 184
 - электромеханический 180
- Приборы аналоговые 173
 - измерительные 173
 - следящие 202
 - считывающие 202
 - цифровые 201
- Приведение параметров вторичной об-
мотки трансформатора 103
 - ротора 220
- Приемник электрической энергии 8
 - активный 8
 - пассивный 8
- Принцип 7, 35
 - взаимности 7, 16, 18
 - действия асинхронных машин 219
 - — машин постоянного тока 205
 - — синхронных машин 219
 - компенсации 7, 16, 18
 - суперпозиции (наложения) 7, 16, 35
 - эквивалентного генератора 7, 20, 35
- Проводимость активная 34
 - емкостная 32
 - индуктивная 32
 - комплексная 32
 - полная 32
 - реактивная 34
- Проницаемость диэлектрическая 49
 - магнитная 88
 - абсолютная 50
 - — комплексная 49, 99
 - — относительная 50, 88
- Процесс аperiodический 68
 - колебательный 69
 - переходный 64
 - принужденный 65
 - свободный 65
- Пуск двигателя постоянного тока 20, 212

Пуск двигателя синхронного 227
 Работа трансформаторов 107
 — синхронных генераторов 225
 Реакция якоря 207
 Реверсирование двигателей асинхронных 225
 — — постоянного тока 214
 Режим двигателя 206, 221
 — короткого замыкания 21
 — насыщения транзистора 151
 — покоя 134
 — холостого хода 21, 206
 — электромагнитного тормоза 206
 Резистор добавочный 223
 Резонанс 41
 — напряжений 42, 43
 — токов 42, 45
 Рекуперация 214
 Релаксация 47
 Реостат пусковой 212
 — регулировочный 212
 Ротор короткозамкнутый ферромагнитный 230
 — неявнополюсный 216
 — полный немагнитный 230
 — фазный 219
 — явнополюсный 216
 Ряд Фурье 94

Самовозбуждение 208
 Связь внутренняя обратная 116
 — емкостная 143
 — обратная 115, 145
 — реостатная 143
 — трансформаторная 143
 Сглаживание 129
 Сдвиг фаз 31
 Секция обмотки 204
 Синусоида эквивалентная 95
 Сила коэрцитивная 89
 — магнитодвижущая 92, 235
 — электродвижущая 10, 235
 — электромагнитная 234
 Синтез магнитной цепи 91
 Система несимметричная 58
 — симметричная 57
 — трехфазная 55
 Скольжение 219
 — критическое 222
 Смещение электрическое 236
 Соединение каскадное 142
 — параллельное 31
 — последовательное 31
 Сопротивление активное 31
 — внутреннее 9
 — входное 136
 — выходное 136
 — дифференциальное 77

Сопротивление емкостное 31
 — индуктивное 31
 — комплексное 31
 — короткого замыкания трансформатора 105
 — магнитное 92
 — обобщенное 175
 — синхронное реактивное 225
 — комплексное удельное магнитное 99
 Составляющая постоянная 95
 Стабилизатор напряжения 120
 — тока 120
 — ферромагнитный 116
 — феррорезонансный 116
 Станина 203
 Статор 25
 Степень интеграции 159
 Стержень 25
 Схема замещения 7
 — — Г-образная 103
 — — двухполюсника 20
 — — катушки 46
 — — конденсатора 47
 — — машин постоянного тока 205
 — — параллельная 34
 — — последовательная 34
 — — одной фазы асинхронной машины 220
 — — одной фазы синхронной машины 225
 — — Т-образная 103
 — интегральная 227
 — пуска 227
 — — асинхронных машин 222
 — — синхронных машин 227

Термистор 75
 Тиристор 83
 Ток активный 96
 — вихревой 95
 — допустимый 9
 — комплексный 26
 — контурный 14
 — короткого замыкания 10, 105
 — линейный 8
 — намагничивающий 91
 — несинусоидальный 94
 — обратный 76
 — постоянный 8
 — приведенный 103
 — синусоидальный 25
 — трансформатора 104
 — фазный 62
 — холостого хода 104
 Торможение 214
 — двигателей постоянного тока 214
 — динамическое 214
 — противовключением 214

Точка нейтральная 58
— покоя 138
Транзистор биполярный 81
— полевой 81
Трансформатор 100
— внешняя характеристика 106
— воздушный 54
— измерительный 108
— многообмоточный 107
— напряжения 108
— сварочный 110
— трехфазный 107
— тока 108
Треугольник 57
Триггер 153
Триод 81

Угол магнитных потерь 96
— потерь 49
— регулирования 133
Узел 11
Умножитель частоты 118
— ферромагнитный 118
Уравнение дифференциальное 65
— преобразования 173
— трансформатора 101
— характеристическое 65
— четырехполосника 22
— — в *ABCD*-форме 24
— — в *G*-форме 23
— — в *H*-форме 23
— — в *R*-форме 24
— — в *RK*-форме 22
Усилитель двухтактный (реверсивный)
113
— дроссельный магнитный 111
— магнитный 111
— многоэлементный 142
— мощности 136
— напряжения 136
— операционный 160
— полюсовой 136
— постоянного тока 136
— резонансный 136
— решающий 162
— тока 136
Условия начальные 65
Установки индукционные 110
Устроитель частоты 118

Фаза начальная 25
Ферриты 88
Феррорезонанс 97
— напряжений 97
— тока 97
Фильтрация 130
Фильтры электрические 130
Форма матричная 13

Формула двух узлов 15
— узловых потенциалов 15
Фотодиод 83
Фототранзистор 83
Функция логическая 164

Характеристика амплитудная 134
— безынерционная 75
— внешняя 106
— вольт-амперная 75
— входная 84
— выходная 84
— двигателя рабочая 212, 225
— инерционная 75
— коллекторная (транзистора) 81
— механическая 213
— — асинхронной машины 222
— — синхронной машины 231
— монотонная 75
— нагрузочная 207
— немонотонная 75
— регулировочная 208
— статическая 111
— холостого хода 150
— угловая (синхронной машины) 227
— управления магнитного усилителя 111
— фазовая 136
— частотная 135
— четырехполосника 22

Цепь безусловно-нелинейная 81
— линейная 7, 8
— магнитная 90
— нелинейная 7, 75
— однофазная 25
— разветвленная 51
— условно-нелинейная 80
— трехфазная 55
— электрическая 7

Частота 25
— верхняя 136
— вращения 25
— — магнитного поля 218
— нижняя 136
— основная 78
— резонансная 42
— скольжения 219
— угловая 25
Частотомер 193
Чередование фаз 60
Четырехполосник 22
— активный 22
— пассивный 22

Щетки 204

Электродвигатели постоянного тока
210

Электротехника энергетическая 6

— информационная 6

Элемент активный 10

— емкостный 27

— индуктивный 27

— логический 164

— пассивный 10, 27

— резистивный 27

Эллиптичность вращающегося маг-
нитного поля 218

Эмиттер 81

Энергия 6

— магнитного поля 90

— электрического поля 30

Якорь 203

Предисловие	3
Введение	5

ЧАСТЬ I

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Раздел первый

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Глава 1. Линейные цепи постоянного тока	8
§ 1.1. Характеристики и схемы замещения источников и приемников (потребителей) электрической энергии	8
§ 1.2. Законы Кирхгофа для линейной цепи	10
§ 1.3. Методы контурных токов, узловых потенциалов, пропорциональных величин	14
§ 1.4. Принципы суперпозиции, компенсации, взаимности	16
§ 1.5. Двухполосники. Принцип эквивалентного генератора. Уравнения и схемы замещения	19
§ 1.6. Четырехполосники. Уравнения и схемы замещения	22
Глава 2. Однофазные цепи синусоидального тока	25
§ 2.1. Получение э.д.с., синусоидально изменяющейся во времени	25
§ 2.2. Математическое описание функции, синусоидально изменяющейся во времени (простейшей гармонической функции)	25
§ 2.3. Синусоидальный ток в резистивном, индуктивном и емкостном элементах	27
§ 2.4. Законы Ома и Кирхгофа для линейных цепей синусоидального тока	31
§ 2.5. Соединение активных (резистивных) и реактивных (индуктивных или емкостных) элементов цепи синусоидального тока	31
§ 2.6. Эквивалентность последовательных и параллельных схем замещения ветвей цепи переменного тока при фиксированной частоте ω	34
§ 2.7. Применение принципов и методов расчета линейных цепей постоянного тока к линейным цепям синусоидального тока	35
§ 2.8. Частотные годографы и характеристики последовательных и параллельных схем соединения активных (резистивных) элементов с реактивными (индуктивными или емкостными)	36
§ 2.9. Мощность в цепи синусоидального тока	41
§ 2.10. Резонанс напряжений и токов	41
§ 2.11. Схемы замещения реальных индуктивных катушек и конденсаторов	46
§ 2.12. Комплексная емкость и комплексная диэлектрическая проницаемость	49
§ 2.13. Расчет разветвленной цепи синусоидального тока	51
§ 2.14. Падение и потеря напряжения при передаче синусоидального тока	52
§ 2.15. Цепи с взаимной индуктивностью	53
Глава 3. Трехфазные цепи	55
§ 3.1. Трехфазная система э.д.с. и ее математическое описание	55
§ 3.2. Виды соединений источников и приемников трехфазной системы	56
§ 3.3. Четырехпроводная система соединения источников и приемников	57
§ 3.4. Трехпроводная система соединения источников и приемников	59
§ 3.5. Мощность трехфазных цепей	61
§ 3.6. Защитное заземление и зануление трехфазной системы	62
Глава 4. Переходные процессы в линейных электрических цепях	64
§ 4.1. Возникновение переходных процессов в электрических цепях	64
§ 4.2. Решение уравнений, составленных по законам Ома и Кирхгофа для переходных процессов	64

§ 4.3. Переключения в цепях с резистивным и индуктивным элементами	66
§ 4.4. Переключения в цепях с резистивным и емкостным элементами	70
§ 4.5. Переключения в цепях с последовательным соединением резистивного, индуктивного и емкостного элементов	70

Раздел второй

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Глава 5. Электрические цепи с нелинейными резистивными двухполюсниками	75
§ 5.1. Характеристики и схемы замещения нелинейных резистивных двухполюсников	75
§ 5.2. Основы расчета цепей, содержащих линейные и нелинейные двухполюсники	78
Глава 6. Электрические цепи с нелинейными четырехполюсниками	81
§ 6.1. Характеристики нелинейных резистивных четырехполюсников	81
§ 6.2. Постоянный электрический ток в цепи с нелинейным резистивным четырехполюсником	84
§ 6.3. Переменный электрический ток в цепи с нелинейным резистивным четырехполюсником	85
§ 6.4. Схема замещения нелинейного четырехполюсника для переменной составляющей тока в цепи	86
Глава 7. Магнитные цепи	88
§ 7.1. Ферромагнитные материалы и их характеристики	88
§ 7.2. Магнитная цепь при постоянной м. д. с.	90
§ 7.3. Магнитная цепь при переменной м. д. с. Эквивалентный синусоидальный ток	94
§ 7.4. Магнитная цепь при постоянной и переменной м. д. с.	98
§ 7.5. Комплексная магнитная проницаемость и комплексная индуктивность	99

ЧАСТЬ II

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ, ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Раздел третий

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Глава 8. Трансформаторы	100
§ 8.1. Конструкция и основные параметры	100
§ 8.2. Основные уравнения однофазного трансформатора	101
§ 8.3. Схема замещения трансформатора	103
§ 8.4. Определение параметров схемы замещения трансформатора. Построение векторной диаграммы	104
§ 8.5. Внешняя характеристика и к. п. д. трансформатора	106
§ 8.6. Трехфазные трансформаторы	107
§ 8.7. Измерительные трансформаторы	108
§ 8.8. Автотрансформаторы	109
§ 8.9. Трансформаторы для электротермических установок	110
Глава 9. Магнитные преобразователи	111
§ 9.1. Магнитные усилители. Обратная связь в усилителях	111
§ 9.2. Ферромагнитные и феррорезонансные стабилизаторы	116
§ 9.3. Ферромагнитные умножители частоты	118

Раздел четвертый

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Глава 10. Преобразователи с нелинейными двухполюсниками	120
§ 10.1. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения и тока	120
§ 10.2. Выпрямители. Основные понятия	123
§ 10.3. Схемы выпрямления	125
§ 10.4. Работа выпрямителя на встречный источник э. д. с.	128
§ 10.5. Работа выпрямителя на емкостную нагрузку	128
§ 10.6. Сглаживание выпрямленного напряжения	129
§ 10.7. Схемы выпрямления с умножением напряжения	131
§ 10.8. Управляемые выпрямители	132
Глава 11. Преобразователи с нелинейными четырехполюсниками	133
§ 11.1. Усилители. Основные положения	133
§ 11.2. Простейшие схемы усилителей напряжения	137
§ 11.3. Каскадное соединение усилителей	142
§ 11.4. Обратная связь в усилителях	145
§ 11.5. Усилители мощности	149
§ 11.6. Транзисторные ключи. Триггеры	150
Глава 12. Электронные генераторы	154
§ 12.1. Основные понятия	154
§ 12.2. Генераторы синусоидальных колебаний	154
§ 12.3. Мультивибраторы	157
Глава 13. Основы микроэлектроники	158
§ 13.1. Интегральные микросхемы	158
§ 13.2. Операционные усилители	160
§ 13.3. Логические элементы	164
§ 13.4. Комбинационные схемы	169
§ 13.5. Последовательностные схемы	170

Раздел пятый

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Глава 14. Общие вопросы электрических измерений	172
§ 14.1. Основные понятия и определения	172
§ 14.2. Характеристики и параметры средств измерения	173
§ 14.3. Условные графические изображения приборов	175
§ 14.4. Условные обозначения, наносимые на шкалу измерительных приборов	177
Глава 15. Электроизмерительные устройства	179
§ 15.1. Меры	179
§ 15.2. Электромеханические измерительные преобразователи	180
§ 15.3. Электрические измерительные преобразователи	184
§ 15.4. Отсчетные и регистрирующие устройства	187
Глава 16. Методы измерения	188
§ 16.1. Измерение силы тока	188
§ 16.2. Измерение напряжения	190
§ 16.3. Измерение мощности и энергии	192
§ 16.4. Измерение коэффициента мощности и сдвига фаз	193
§ 16.5. Измерение частоты переменного напряжения	193
§ 16.6. Прямые методы измерения омического сопротивления	194
§ 16.7. Компенсирующие методы измерений	195
§ 16.8. Резонансный метод измерения параметров индуктивных катушек и конденсаторов	198
§ 16.9. Приборы для измерения и регистрации изменяющихся во времени величин	200
§ 16.10. Цифровые измерительные приборы	201

Раздел шестой

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава 17. Электрические машины постоянного тока	203
§ 17.1. Устройство электрических машин постоянного тока	203
§ 17.2. Основные уравнения и схема замещения	205
§ 17.3. Генератор постоянного тока с независимым возбуждением	206
§ 17.4. Генератор постоянного тока с параллельным и смешанным возбуждением	208
§ 17.5. Двигатели постоянного тока с параллельным и смешанным возбуждением	210
§ 17.6. Машина постоянного тока как электромеханический преобразователь	216
Глава 18. Электрические машины переменного тока	216
§ 18.1. Классификация	216
§ 18.2. Вращающееся магнитное поле	216
§ 18.3. Устройство и принцип действия асинхронных и синхронных машин	219
§ 18.4. Уравнения и схемы замещения одной фазы асинхронной машины. Баланс мощности	220
§ 18.5. Механическая характеристика асинхронной машины	222
§ 18.6. Уравнения и схема замещения одной фазы синхронной машины	225
§ 18.7. Характеристики синхронной машины	226
§ 18.8. Схемы пуска синхронных машин	227
§ 18.9. Однофазные электрические машины переменного тока малой мощности	228
§ 18.10. Сравнение электрических машин постоянного и переменного тока	231
Приложения	232
Приложение 1. Буквенные обозначения и единицы основных величин в электротехнике	232
Приложение 2. Физические законы и основные понятия	234
Приложение 3. Математические понятия, применяемые в электротехнике	236
Список литературы	238
Предметный указатель	239

*Петр Васильевич Ермуратский, Александр Александрович Косякин,
Владимир Сергеевич Листвин, Галина Прохоровна Лычкина,
Анатолий Владимирович Нетушил*

СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И ОСНОВАМ ЭЛЕКТРОНИКИ

Заведующая редакцией Л. А. Романова. Редактор Е. М. Романчук. Младший редактор И. А. Исаева. Художник А. А. Акимов. Художественный редактор В. И. Мешалкин. Технический редактор Н. А. Битюкова. Корректор Г. И. Кострикова.

ИБ № 5873

Изд. № ЭР-388. Сдано в набор 12.07.85. Подп. в печать 25.12.85. Т-25002. Формат 60 × 90¹/₁₆. Бум. тип. № 1. Гарнитура таймс. Печать высокая. Объем 15,5 усл. печ. л. 15,75 усл. кр.-отт. 15,3 уч.-изд. л. Тираж 65 000 экз. Зак. № 1995. Цена 55 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14. Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» им. А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.